

С. Г. ЖУТЯЕВ

ЛЮБИТЕЛЬСКАЯ УКВ РАДИОСТАНЦИЯ

МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

Основана в 1947 году

Выпуск 1037

С. Г. ЖУТЯЕВ

ЛЮБИТЕЛЬСКАЯ УКВ РАДИОСТАНЦИЯ

МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1981

ББК 37.3
Ж93
УДК 621.396.7

Жутяев С. Г.

Ж 93 Любительская УКВ радиостанция. — М.: Радио и связь, 1981. — 64 с., ил. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1037)

45 к.

В книге приводится описание УКВ радиостанции, предназначенной для любительской радиосвязи в диапазонах 144—146, 430—440 и 1215—1300 МГц. Подробно излагаются принцип работы, конструкция и методика настройки.

Книга предназначена для радиолюбителей-ультракоротковолновиков.

Ж $\frac{30404-196}{046(01)-81}$ 220—81(Э.) 3703000000

ББК 37.3
6Ф2.9

РЕЦЕНЗЕНТ Б. Г. СТЕПАНОВ

ПРЕДИСЛОВИЕ

В последнее время все больше радиолюбителей посвящают свой досуг увлекательному занятию — любительской радиосвязи на УКВ.

Многообразие процессов, происходящих в атмосфере и ионосфере Земли, позволяет радиолюбителям проводить интереснейшие радиосвязи. Наряду с дальним тропосферным распространением УКВ любители используют отражение УКВ от спорадического ионизированного слоя E_s, от северного сияния, от метеорных следов. Большой интерес представляет радиосвязь с использованием отражения радиоволн от Луны.

Любительская радиосвязь на УКВ является одним из военно-технических видов спорта. Участвуя в соревнованиях различного масштаба, совершенствуя свое спортивно-техническое мастерство, радиоспортсмены-ультракоротковолновики имеют возможность пройти путь от третьего спортивного разряда до звания «Мастер спорта СССР международного класса».

Широкие возможности открываются перед ультракоротковолновиками в области технического творчества.

Следует иметь в виду, что постройка и эксплуатация радиостанций требуют соответствующего разрешения Государственной инспекции электросвязи СССР. За изготовление, хранение и использование радиопередающих устройств без такого разрешения владельцы устройств несут ответственность. Порядок получения разрешений на любительскую передающую аппаратуру изложен в «Инструкции о порядке регистрации и эксплуатации любительских приемопередающих радиостанций индивидуального и коллективного пользования».

Замечания и пожелания по книге просьба направлять по адресу: 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 693.

Автор

ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К УКВ РАДИОСТАНЦИИ

Для того чтобы сформулировать требовании, предъявляемые к любительской УКВ радиостанции, необходимо ответить на вопрос: от чего зависит эффективность такой радиостаиции и каковы пути ее повышения.

Дли любого вида связи, в том числе и для радиосвязи на УКВ, характерны потери сигнала на пути следования и наличие виешних и внутрениих помех.

Рассмотрим, от чего зависят потерн на радиолинии. Для упрощения будем считать, что распространение радиоволи происходит в свободном пространстве, т. е. на пути следования радиоволн от корреспондента к корреспонденту отсутствуют их поглощение и переотраженне. Подобный случай характерен для радиосвязи в космическом простраистве, а также с небольшими поправками для наземиой радиосвязи в пределах прямой видимостн. К тому же при всех прочих видах распространення ультракоротких волн потери на радиолинии можно разделить на потери свободного пространства и дополнительные потери, присущие данному виду распространения.

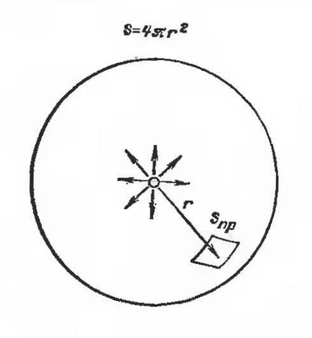


Рис. 1. Диаграмма направленности изотропиого излучателя.

Предположим, что один из корреспондентов использует антенну, одинаково излучающую во все стороны (так называемый изотропный излучатель). Тогда на расстоянии r излучаемая передатчиком мощность $P_{пер}$ равиомерно распределится по поверхности сферы (рис. 1), имеющий площадь $S=4\pi r^2$. В результате на вход приемника второго корреспондента попадает сигнал мощностью $P_{пр}=P_{пер}S_{пр}/S$, где $S_{пр}$ — площадь приемной антенны.

Следовательно, потери на линии связи составят:

$$L=\frac{P_{пр}}{P_{пер}}=\frac{S_{пр}}{S}=\frac{S_{пр}}{4\pi r^2}.$$

В случае, если передающая антенна обладает иаправленными свойствами, мощиость принимаемого сигнала возрастет и потери будут равны:

$$L=S_{пр}\frac{G_{пер}}{4\pi r^2},$$

где $G_{пер}$ — коэффициент усиления передающей антенны.

Из полученной формулы можно сделать важный вывод — эффективиость антенны зависит от ее площади, т. е. для поддержания эффективиости антенны надо сохранять ее площадь незавнсимо от рабочей длины волны. (Об этом часто забывают при освоении высокочастотных диапазонов.) Так, например, если использовать один и тот же тип антенны (например, восьмиэлементный волновой канал) для диапазонов 144 и 432 МГц, то на верхнем диапазоне мы получим проигрыш в 9 раз. Для диапазона 1296 МГц этот проигрыш составит уже 81 раз, т. е. для получения тех же потерь на линии нужно или у одного из кор-

респондентов установить систему из 81 антенны «волновой канал», или у обоих установить по девять таких антенн. Это, в частности, следует из формулы

$$L = \frac{S_{пер} S_{пр}}{r^2 \lambda^2} = \frac{\lambda^2 G_{пер} G_{пр}}{(4\pi r)^2},$$

которую можно получить, используя известное соотношение $G=4\pi S/\lambda^2$, где G — коэффициент усиления антенны, S — ее площадь, а λ — длина волны.

Видно, что при неизменной конструкции антенны, а следовательно, неизменном коэффициенте усиления потери L растут при уменьшении длины волны в квадратичной зависимости. Единственная мера борьбы — это повышение коэффициента усиления антенн. Не следует, однако, забывать о том, что при повышении коэффициента усиления сужается диаграмма направленности, узконаправленные антенны не облегчают радиосвязь на УКВ.

Действительно, на коротких волнах, где в основном используются слабонаправлённые антенны, для установления радиосвязи необходимо выполнение двух условий — совпадение времени работы в эфире и совпадение частот (мы не берем в расчет условий прохождения радиоволн). На УКВ к этим условиям добавляется еще одно — антенны двух корреспондентов должны быть направлены друг на друга.

Рассмотрим теперь, от чего зависит дальность радиосвязи на УКВ. Для повышения дальности необходимо увеличивать размеры антенн. Это, конечно, очень трудоемкий путь, однако это единственный способ, практически не имеющий ограничений. Второй способ повышения дальности — это увеличение мощности передатчика. Однако максимальная мощность любительского передатчика определена соответствующим разрешением и не должна превышать 5 Вт. И, наконец, третий способ — это повышение чувствительности приемника. Здесь наши возможности в конечном счете ограничены внешними шумами и помехами, такими как индустриальные помехи, космические шумы и тепловые шумы, излучаемые атмосферой и земной поверхностью.

Для того, чтобы оценить предельные возможности радиостанции, удобно ввести понятие ее «энергетического потенциала». Энергетический потенциал численно равен максимально допустимому значению потерь (в децибелах) на трассе распространения сигнала при связи с однотипной радиостанцией. Рассмотрим подробнее, как он определяется и от чего зависит.

Прежде всего определим минимальную мощность сигнала, который необходимо подвести ко входу приемника. При отсутствии внешних помех чувствительность определяется уровнем собственных шумов, который для удобства расчетов обычно приводится ко входным зажимам приемника.

Для оценки интенсивности собственных шумов приемника обычно пользуются единицами kT_0. Здесь k — постоянная Больцмана ($1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град), а T_0 — температура окружающей среды (около 300 К). Таким образом, $1kT_0=4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц. Термин «интенсивность» в данном случае применяется потому, что данная единица характеризует не просто приведенную мощность входных шумов, а мощность, отнесенную к полосе пропускания. Это очень удобно, так как не надо каждый раз оговаривать полосу пропускания приемника, как это потребовалось бы при оценке шумов в единицах мощности — ваттах. В этом смысле еще больше неудобств доставляет пользование единицами напряжения — микровольтами, так как в данном случае надо еще указывать входное сопротивление приемника. Так, например, ответить на вопрос, какой приемник лучше — имеющий чувствительность 1 мкВ или 2 мкВ, можно только после того, как будут оговорены входные сопротивления и полосы пропускания даных приемников. Единица kT_0 имеет строго определенный физический смысл — такие тепловые шумы генерирует активное сопротивление, нагретое до температуры T_0. Если сопротивление, равное входному, подключить ко входу идеального приемника, то мощность шумов, приведенная ко входу, будет равна 1 kT_0. В реальном приемнике к шумам внешнего сопротивления добавятся собственные шумы, поэтому чувствительность реального приемника всегда больше 1 kT_0. Числовой коэффициент, стоящий перед kT_0, называется коэффициентом шума приемника. Он обозначается буквой F. Мощность собственных шумов приемника, приведенную ко входу, можно определить, пользуясь формулой $P_{ш.вх} =$

$=(F-1)kT_0\Delta f$, где Δf — полоса пропускания приемника. Например, интенсивность шумов приемника описываемой радиостанции в диапазоне 144 МГц равна 1,8 kT_0 (т. е. собственные шумы равны 0,8 kT_0). Определим, чему это соответствует в долях ватта при полосе пропускания приемника 3000 Гц. В соответствии с проведенными рассуждениями собственные шумы приемника в ваттах, приведенные к его входу, будут равны:

$$P_{ш.вх}=(1,8-1)\cdot 4\cdot 10^{-21}\cdot 3000\approx 10^{-17}\ Вт.$$

Теперь, когда известна мощность входных шумов, можно определить минимальное значение полезного сигнала. Для работы телеграфом при данной полосе пропускания пороговое значение сигнала может быть примерно в 10 раз меньше мощности шумов. Тогда мощность сигнала равна: $P_c=10^{-18}$ Вт.

Пусть мощность передатчика равна 5 Вт. Тогда без учета усиления антенн и при использовании на другом конце линии аналогичной радиостанции допустимо максимальное ослабление на радиолинии в $5\cdot 10^{18}$ раз. Если для приема и передачи используются направленные антенны с усилением 10 раз, то допустимые потери возрастут до $5\cdot 10^{20}$ раз, или 207 дБ. Таким образом, в разобранном примере энергетический потенциал радиостанции равен 207 дБ.

Теперь нетрудно подсчитать, какова предельная дальность дейсвия таких радиостанций в космическом пространстве для диапазона 144 МГц:

$$r=\frac{G\lambda}{4\pi}\sqrt{\frac{P_{пер}}{P_{пр}}}\approx 4\ млн.\ км.$$

В обычных земных условиях в связи с кривизной земной поверхности потери на линии связи нарастают значительно быстрее. При стандартных условиях тропосферного распространения затухание 200 дБ соответствует расстоянию примерно 200—300 км. При благоприятных условиях дальность может увеличиваться до 400—500 км и более. Известны случаи, когда даже меньший энергетический потенциал радиостанции позволял перекрывать расстояния около 2000 км.

Рассмотрим теперь вопрос о помехоустойчивости радиостанции. Приведенный расчет энергетического потенциала сделан с учетом только внутренних помех, т. е. с учетом собственных шумов, возникающих в приемном устройстве. Однако часто предельная дальность радиосвязи определяется помехами внешнего происхождения, которые условно можно разделить на три основные группы — помехи от других радиостанций, импульсные помехи и шумовые помехи. Помехи, относящиеся к первой группе, появляются под действием мощных сигналов близко расположенных любительских радиостанций, а также под действием мощных сигналов телевизионных и радиовещательных передатчиков. В первом случае мешающий сигнал попадает в полосу пропускания усилителя высокой частоты, смесителя, а часто и в полосу пропускания последующих каскадов. Под действием мощной помехи меняется режим работы этих каскадов, что может привести к полному пропаданию полезного сигнала.

Меры борьбы с подобными помехами — это повышение линейности и возможно меньший коэффициент усилении каскадов, предшествующих узкополосному фильтру.

Помехи от телевизионных передатчиков могут непосредственно воздействовать на входной каскад УВЧ и проникать по так называемым комбинационным каналам. Рассмотрим практический пример. Конвертер диапазона 144—146 МГц имеет промежуточную частоту 4—6 МГц и, следовательно, частоту собственного гетеродина 140 МГц. Если выходная частота гетеродина получена путем удвоения частоты 70 МГц, то при недостаточной фильтрации на смеситель неизбежно попадет и утроенная частота 210 МГц. При этом образуется паразитный канал приема на частотах 214—216 МГц, которые лежат в пределах 11-го телевизионного канала. По этой причине, например, большинство конвертеров, имеющих промежуточную частоту 4—6 МГц, непригодны для эксплуатации в условиях Москвы. Меры борьбы с подобными помехами — повышение качества гетеродина и улучшение селективности УВЧ.

Помехи, относящиеся ко второй группе, — импульсные помехи более характерны для городских условий. Это помехи от систем зажигания автомобилей, от коллекторных электродвигателей, от искрении контактных проводов трамваев

и троллейбусов, а также от большого количества прочих источников. Если импульсные помехи хорошо выделяются на фоне шумов в виде отчетливых щелчков или тресков, то в таком случае достаточно эффективно помогают различного рода ограничители амплитуды. В условиях большого города импульсные помехи от многих источников сливаются в сплошной шум, который «на слух» воспринимается как шум теплового происхождении. Импульсные помехи такого вида непосредственно примыкают к помехам, относящимся к третьей группе, т. е. к шумам различного происхождения. Как уже указывалось, это могут быть шумы космического происхождения (прежде всего Солнца), а также тепловые шумы, излучаемые атмосферой и земной поверхностью. На большом удалении от города именно эти шумы определяют предельную чувствительность радиостанции. При антенне, направленной на горизонт, интенсивность таких шумов составляет примерно 1 kT_0. В условиях города интенсивность шумов может возрастать в десятки и даже сотни раз. К сожалению, принципиально отсутствуют методы борьбы с помехами такого рода. Единственно, что можно делать, — это по возможности сужать полосу пропускания приемника. Однако особенности человеческого уха таковы, что даже при приеме телеграфных сигналов не имеет смысла делать полосу пропускания приемника уже 500—1000 Гц.

Подводя итог сказанному, можно сделать вывод, что радиолюбителям, живущим в благоприятной помеховой обстановке, следует обратить основное внимание на уменьшение собственных шумов приемника. При этом можно ориентироваться на цифру 2 kT_0 (с учетом потерь в фидере)*, так как дальнейшее снижение шумов уже не даст большого выигрыша. Важно также, чтобы радиостанция обеспечивала наиболее эффективные виды работы телеграф и SSB.

При разработке описываемой здесь радиостанции была предпринята попытка найти компромисс между чувствительностью, селективностью и простотой конструкции. Так, для получения заданной чувствительности было использовано минимальное количество каскадов усиления, были приняты меры по повышению спектральной чистоты гетеродинных трактов. В радиостанции в основном отсутствуют дефицитные детали. При изготовлении радиостанции требуется минимальный объем слесарных работ.

ЛЮБИТЕЛЬСКАЯ УКВ РАДИОСТАНЦИЯ

Функциональная схема

Радиостанция предназначена для проведения любительских радиосвязей в трех УКВ диапазонах: 144—146, 430—440 и 1215—1300 МГц — и обеспечивает в данных диапазонах следующие параметры.

В диапазоне 144 МГц: коэффициент шума в режиме приема составляет 1,8; мощность в режиме передачи — 5 Вт. В диапазоне 432 МГц: коэффициент шума в режиме приема — 2,0; мощность в режиме передачи — 5 Вт. В диапазоне 1296 МГц: коэффициент шума в режиме приема — 2,5—3,0; мощность в режиме передачи — 3 Вт.

Радиостанция может работать как автономно (только в телеграфном режиме), так и совместно с коротковолновым трансивером. И в том и в другом случае обеспечивается трансиверный режим работы, т. е. происходит автоматическое совмещение частот приема и передачи. Функциональная схема радиостанции показана на рис. 2. Радиостанция состоит из четырех основных блоков: трех трансверторов соответственно на диапазоны 144, 432 и 1296 МГц и маломощного телеграфного трансивера на диапазон 21 МГц. Название «трансвертер» происходит от двух английских слов «transmitter» — передатчик, «converter» — конвертер и означает, что данное устройство предназначено для преобразования частоты не только в режиме приема, но и в режиме передачи. Совпадение частот приема и передачи обеспечивается тем, что в обоих режимах используется один и тот же опорный гетеродин. Таким образом, каждый трансвертер можно подразделить на три основные части: приемный тракт, передающий тракт и общий гетеродин. Именно в таком виде показаны трансвертеры на функциональной схеме.

---

* Об учете потерь в фидере будет рассказано в конце книги.

Рабочий диапазон станции выбирается переключателем *В1*, при этом к основному блоку, трансиверу на диапазон 21 МГц, подключается тот или иной трансвертер. Переключатель *В2* служит для перехода на работу с внешним КВ трансивером.

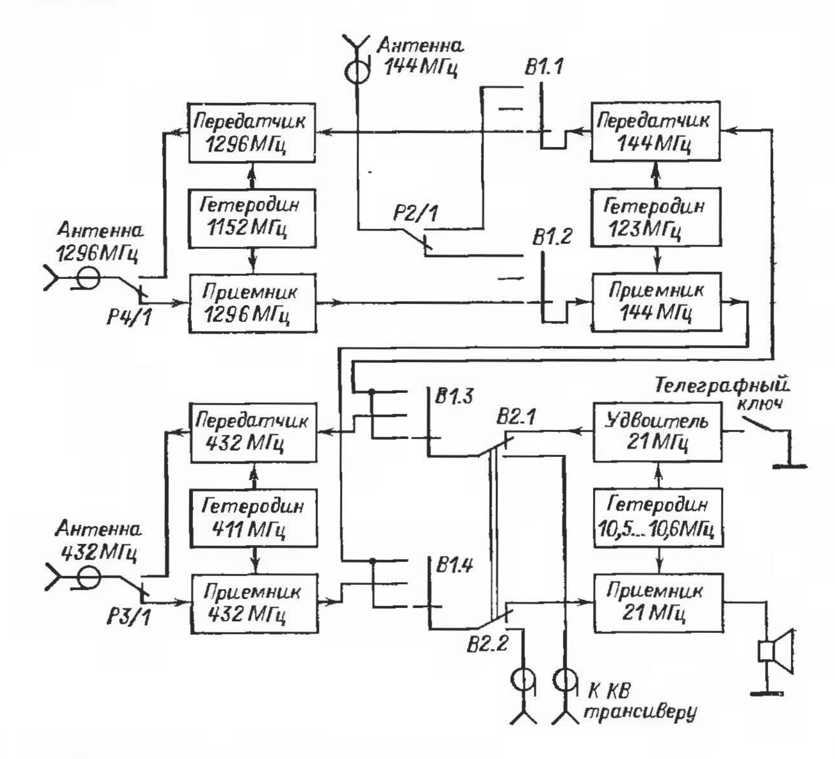


Рис. 2. Функциональная схема радиостанции.

Трансвертеры, входящие в состав радиостанции, имеют линейный передающий тракт. Это означает, что существует линейная зависимость между амплитудой входного сигнала на частоте 21 МГц и амплитудой выходного сигнала соответствующего УКВ диапазона. Благодаря этому при использовании внешнего возбудителя на каждом из трех УКВ диапазонов может быть обеспечен любой вид излучения, включая амплитудную, частотную и однополосную модуляцию, а также амплитудную манипуляцию. Тем не менее основные виды работы, на которые рассчитана радиостанция, — это амплитудная манипуляция, т. е. обычный телеграф при автономном использовании и телеграф и однополосная телефония (SSB) при работе совместно с КВ трансивером. Исходя из этого выбран рабочий диапазон частот радиостанции. Так, в соответствии с международными рекомендациями участки любительских диапазонов, исключительно предназначенные для телеграфной работы, составляют 144,0—144,15; 432,0—432,15 и 1296,0—1296,15 МГц, а предназначенные для работы SSB — соответственно 144,15—144,5; 432,15—432,5; 1296,15—1296,5 МГц. Это как раз совпадает с тем положением, что большинство КВ трансиверов перекрывают диапазон от 21,0 до 21,5 МГц, в котором принято аналогичное распределение частот по видам работы. При работе в автономном режиме, только телеграфом, диапазон частот сужен в соответствии с видом излучения до 0,2 МГц. Выбор достаточно высокой промежуточной частоты 21 МГц вызван стремлением возможно больше ослабить помехи по зеркальному каналу. Как известно, зеркальный канал отстоит от основного на удвоенную промежуточную частоту, поэтому

чем выше промежуточная частота, тем легче осуществить фильтрацию. С этой точки зрения еще более выгодным диапазоном для промежуточной частоты является диапазон 28,0—29,7 МГц, также хотя бы частично имеющийся в большинстве КВ трансиверов. Однако в таком варианте есть опасность проникновения на выход передатчика пятой гармоники возбудителя (28,8 МГц·5=144 МГц).

На верхнем УКВ диапазоне 1296 МГц становится слишком трудно обеспечить необходимое подавление зеркального канала при промежуточной частоте 21 или даже 29 МГц. По этой причине было решено ввести еще одну ступень преобразования, для того чтобы в несколько раз повысить промежуточную частоту. Для упрощения конструкции в качестве дополнительной ступени преобразования служит трансвертер диапазона 144 МГц. Этот вариант имеет свой недостаток, так как в спектр выходного сигнала попадает девятая гармоника возбудителя (144·9=1296 МГц). По этой причине при разработке комплекта аппаратуры, предназначенного исключительно для диапазона 1296 МГц, лучше организовать дополнительное преобразование на какой-либо «нейтральной» частоте, скажем 150 или 200 МГц.

Принципиальная схема трансвертера 144/21 МГц

Принципиальная схема трансвертера приведена на рис. 3. Трансвертер состоит из приемного тракта — транзисторы *1T9* и *1T10*, передающего тракта — транзисторы *1T1—1T4* и общего гетеродина — транзисторы *1T5—1T8*.

Гетеродин построен по традиционной схеме, состоящей из кварцевого автогенератора и цепочки умножителей. Для снижения уровня помех на паразитных частотах в выходном сигнале гетеродина применен способ возбуждения кварцевого резонатора на третьей механической гармонике. Задающий генератор собран по емкостной трехточечной схеме с кварцевым резонатором в цепи обратной связи. Это наглядно видно, если изобразить схему автогенератора в несколько измененном виде, как показано на рис. 4.

При приближении к частоте последовательного резонанса эквивалентное сопротивление кварцевого резонатора резко уменьшается. Это приводит к замыканию цепи обратной связи, и мы получаем схему обычного *LC*-генератора. Необходимость применения селективного контура в автогенераторе вызвана тем, что с ростом номера механической гармоники эквивалентное последовательное сопротивление возрастает и условия самовозбуждения ухудшаются. При отсутствии контура самовозбуждение всегда происходило бы на наиболее выгодной с энергетической точки зрения основной резонансной частоте кварца. Настройкой контура удается создать наилучшие условия для самовозбуждения на необходимой нам гармонике. Стабильность работы генератора определяется добротностью резонатора на соответствующей механической гармонике. Чем выше добротность, тем меньше эквивалентное сопротивление на частоте последовательного резонанса. При расстройке контура относительно резонансной частоты кварцевого резонатора эквивалентное сопротивление последнего быстро увеличивается, однако полному разрыву цепи обратной связи мешает наличие паразитной емкости кварцедержателя, собственно кварцевой пластины, а также емкость между базовым выводом транзистора и землей. Они образуют емкостный делитель, благодаря которому могут выполняться условия самовозбуждения на частотах, отличных от резонансной частоты кварцевого резонатора. Этот фактор необходимо учитывать, если надо возбудить малоактивный резонатор или получить генерацию на более высокой механической гармонике (5, 7 и т. д.). Иногда для нейтрализации шунтирующего действия паразитной емкости параллельно кварцевому резонатору подключают дополнительную катушку индуктивности с таким расчетом, чтобы на частоте нужной гармоники эта индуктивность и паразитная емкость образовали параллельный резонансный контур.

С кварцевого автогенератора сигнал с частотой 20,5 МГц поступает на первый умножитель — утроитель частоты — транзистор *1T6*. Умножитель собран по схеме с общим эмиттером. Цепь автосмещения *1C21 1C22 1R15* обеспечивает необходимый угол отсечки коллекторного тока и стабилизирует режим работы каскада. Нагрузкой первого умножителя служит полосовой фильтр *1L10 1C25 1L11 1C26*. Применение полосового фильтра, а также малый коэффициент включения контура *1L10 1C25* в коллекторную цепь умножителя обеспечивают высо-

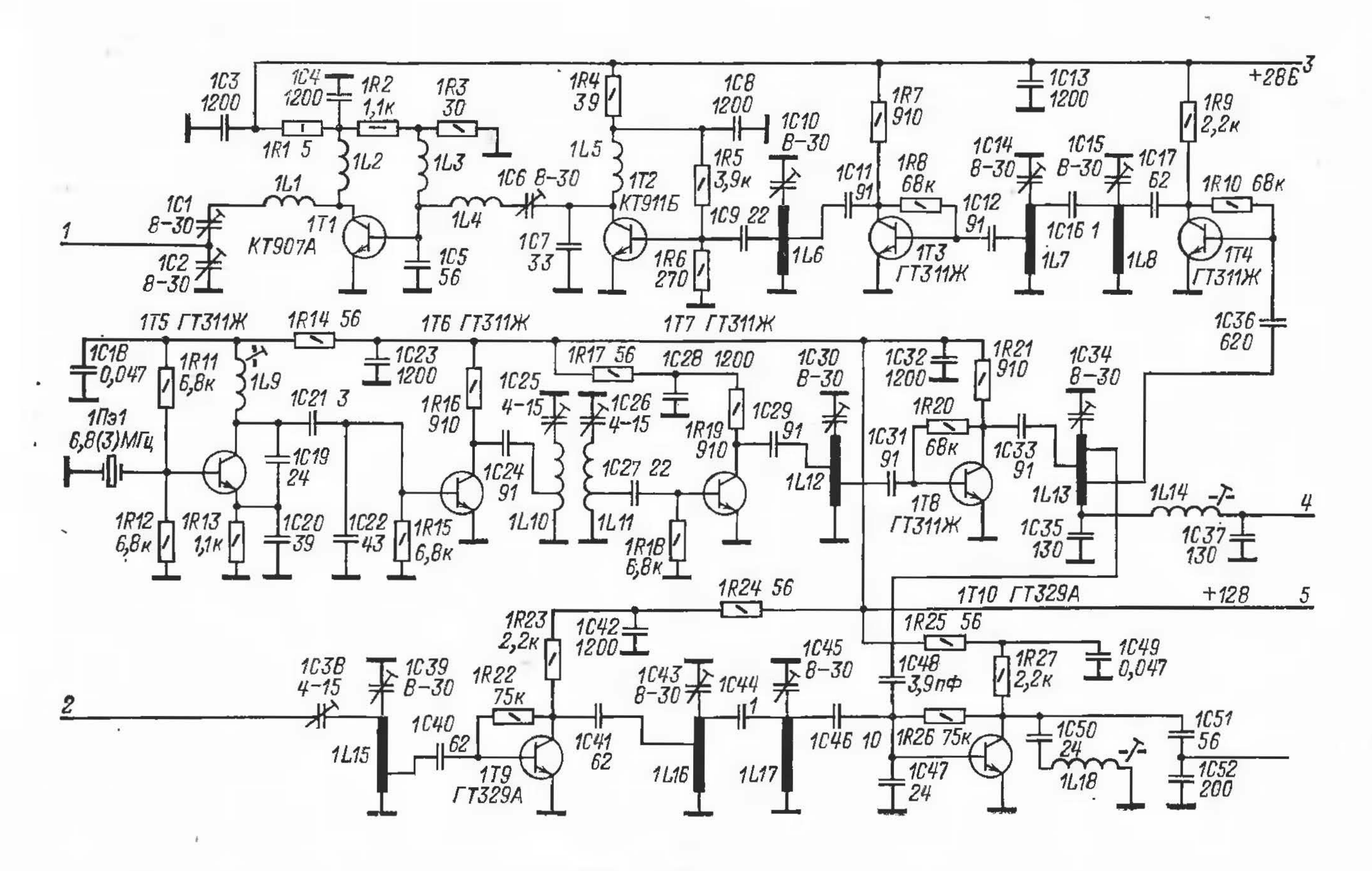


Рис. 3. Принципиальная схема трансвертера 144/21 МГц.

кую степень подавления первой гармоники входного сигнала. Следует отметить особую важность хорошей фильтрации уже в первых ступенях умножения. Для того, чтобы понять механизм проникновения паразитных частот на выход гетеродина, рассмотрим рис. 5.

На рисунке представлены графики, поясняющие механизм работы умножителя. График на рис. 5, *а* показывает форму напряжения на базе транзистора. В тот момент, когда это напряжение достигает границы открывания транзистора, появляется коллекторный ток (рис. 5, *б*). Длительность импульсов, протекающих через транзистор, зависит от амплитуды напряжения на базе и напряжения автосмещения. Импульсы коллекторного тока ударно возбуждают колебательный контур, включенный в коллекторную цепь. После окончания импульса дальнейшие колебания продолжаются только благодаря энергии, запасенной в контуре (рис. 5, *в*). В силу того, что в реальном контуре имеются потери и добротность его не бесконечна, амплитуда колебаний уменьшается по экспоненциальному закону. Это приводят к появлению на выходе умножителя амплитудной модуляции с частотой входных импульсов. Подобная модуляция без труда сохраняется во всех дальнейших ступенях умножения, так как чем выше частота, тем шире полоса пропускания контуров. В результате в выходном сигнале гетеродина появляются мощные составляющие, отстоящие от центральной частоты на частоту модуляции, т. е. в нашем случае на частоту кварцевого генератора. По этой причине следует по возможности избегать в гетеродине высоких степеней умножения. Если к спектральной чистоте сигнала гетеродина предъявляются повышенные требования, то иногда применяют двухтактную схему удвоения частоты (рис. 6). В такой схеме ударное возбуждение контура происходит каждый период и амплитудная модуляция сводится к минимуму.

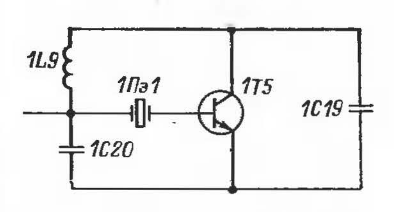


Рис. 4. Эквивалентная схема кварцевого автогенератора.

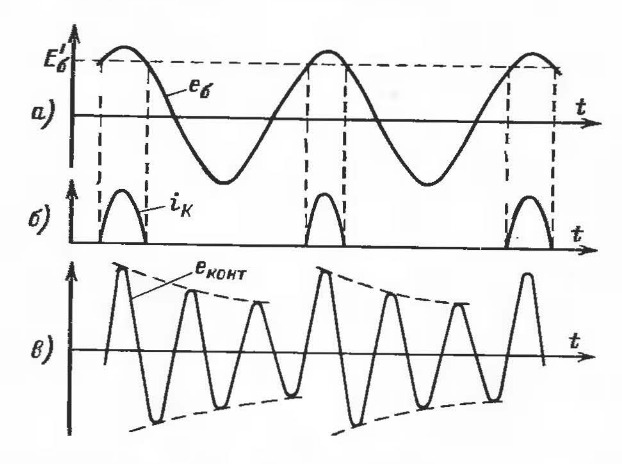


Рис. 5. График, поясняющий работу умножителя частоты.

Возвратимся к принципиальной схеме: С выхода полосового фильтра сигнал поступает на последний умножитель. Умножитель собран на транзисторе *1Т7* по схеме с общим эмиттером и не имеет каких-либо особенностей. В качестве колебательной системы применен четвертьволновый резонатор, укороченный емкостью. Далее сигнал усиливается транзистором *1Т8* до амплитуды, необходимой для нормальной работы смесителей приемного и передающего трактов. Выходная частота гетеродина 123 МГц.

Приемный тракт трансвертера содержит один каскад усиления, выполненный на транзисторе *1T9*, и смеситель, выполненный на транзисторе *1T10*. Селективность по зеркальному каналу в основном обеспечивается двухконтурным полосовым фильтром *1L16 1C43—1L17 1C45*.

Усилитель высокой частоты собран по схеме с общим эмиттером. Стабилизация режима транзистора по постоянному току осуществляется с помощью отрицательной обратной связи через резистор *1R22*. Такая схема стабилизации позволяет непосредственно, без блокировочной емкости, заземлить эмиттерный вывод транзистора, что обеспечивает высокий устойчивый коэффициент усиления каскада. Для повышения к.п.д. входной цепи контур *1L15 1C39* сильно связан с цепью базы транзистора *1T9*. Связь с антенной емкостного типа. Конденсаторы *1C38, 1C40* и индуктивность *1L15* образуют фильтр верхних частот, препятствующий проникновению на выход конвертера помех от мощных коротковолновых радиостанций.

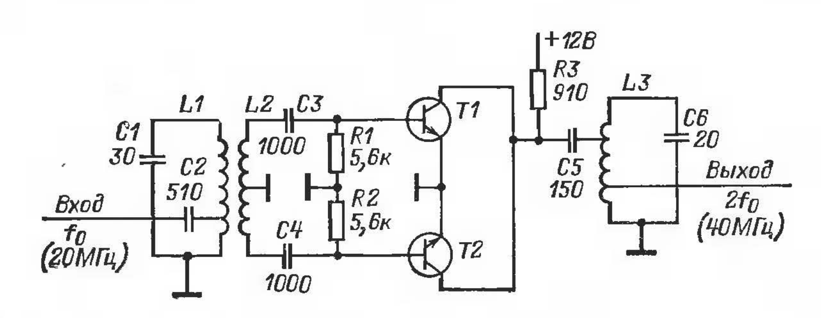


Рис. 6. Схема двухтактного умножителя частоты.

Сигналы гетеродина и УВЧ суммируются на входе смесителя *1T10*. Наличие емкости *1C47* улучшает форму напряжения гетеродина на базе транзистора *1T10*, а также обеспечивает короткое замыкание на входе смесителя при приеме на гармониках гетеродина. Это снижает коэффициент шума смесителя и повышает его устойчивость. Задачу согласования смесителя со входом основного приемника выполняет контур *1L18 1C50 1C51 1C52*. Для уменьшения шунтирования контура коллекторная цепь транзистора *1T10* и вход основного приемника подключены к отводам емкостного делителя, составленного из конденсаторов этого контура.

Передающий тракт начинается со смесителя, выполненного на транзисторе *1T4*. Сигнал гетеродина поступает на базу транзистора *1T4* с контура *1L13 1C34*. Сформированный в возбудителе телеграфный, АМ или SSB сигнал поступает на смеситель через контур *1L14 1C35 1C37* и переходный конденсатор *1C36*. Нагрузкой смесителя служит полосовой фильтр *1L8 1C15—1L7 1C14*, настроенный на частоту 144 МГц. Дальнейшее усиление преобразованного сигнала осуществляется трехкаскадным линейным усилителем с общим коэффициентом усиления около 33 дБ. Первый каскад собран на транзисторе *1T3*, работающем в режиме класса А. Для улучшения фильтрации побочных излучений транзистор слабо связан со входным контуром *1L7 1C14* и с выходным контуром *1L6 1C10*. Повышение нагруженной добротности контуров получено за счет снижения коэффициента передачи, поэтому усиление первого каскада невелико. Основное усиление обеспечивается вторым каскадом, выполненным на транзисторе *1T2* типа КТ911Б. В данном каскаде также использован режим класса А, что позволило при хорошей линейности получить высокий коэффициент усиления, около 20 дБ. Для согласования предоконечного и оконечного каскадов служит П-образный контур *1L4 1C5 1C6 1C7*. Оконечный каскад работает в режиме класса АВ. Необходимое смещение на базу транзистора *1T1* типа КТ907 поступает с делителя напряжения *1R2, 1R3* через дроссель *1L3*. Для уменьшения опасности самовозбуждения (так называемых дроссельных автоколебаний) вы-

вод этого дросселя, подключенный к делителю напряжения, не заблокирован емкостью. Согласование оконечного усилителя с антенной обеспечивает контур *1L1 1C1 1C2*. В передатчике отсутствует какое-либо специальное устройство защиты выходного транзистора, поэтому следует избегать случаев работы выходного каскада на сильно рассогласованную нагрузку.

Принципиальная схема трансвертера 432/21 МГц

Трансвертер состоит из приемного тракта, передающего тракта и общего гетеродина. Принципиальная схема трансвертера дана на рис. 7. Его гетеродин аналогичен гетеродину трансвертера 144/21 МГц. Для получения промежуточной частоты 21 МГц применен кварцевый резонатор с основной частотой 7611,1 кГц, возбужденный на третьей механической гармонике. Далее следуют утроитель на транзисторе *2T7* и удвоитель на транзисторе *2T8*. Последний умножитель 2T9 работает в режиме утроения. Как показала практика, эффективность умножителя, выполненного по схеме с общим эмиттером, зависит от способа возбуждения цепи базы. Особенно это заметно на частотах, близких к граничным для данного транзистора. Наихудшие результаты были получены при кондуктивном подключении базы транзистора через большую разделительную емкость. Значительно лучше работает умножитель при подаче возбуждения через конденсатор небольшой емкости с «горячего» вывода контура. Нагрузкой последнего умножителя служит четвертьволновый резонатор *2L14*, укороченный емкостью *2C36*. Уровень сигнала на резонаторе при этом вполне достаточен для питания диодного смесителя приемного тракта. Транзисторный смеситель передающего тракта (транзистор *2T5*) требует большего уровня возбуждения, поэтому на выходе гетеродина имеется усилитель на транзисторе *2T10*.

Приемный тракт содержит два каскада усиления высокой частоты, диодный смеситель и УПЧ. Для повышения коэффициента передачи входной цепи контур *2L19 2C46* сильно связан с цепью базы транзистора *2T11* первого каскада УВЧ. В результате нагруженная добротность входного контура невелика. Амплитудно-частотную характеристику УВЧ в основном формирует полосовой фильтр *2L20 2C50—2L21 2C52*, стоящий между первым и вторым каскадами. Контур *2L22 2C56* на выходе второго каскада УВЧ служит для дополнительной фильтрации паразитных каналов приема и для согласования УВЧ с диодным смесителем. Напряжение гетеродина поступает на диод *2Д1* с контура *2L14 2C36* через отрезок линии, выполняющей роль повышающего трансформатора. При этом достаточная связь гетеродина со смесителем достигается благодаря небольшой емкости монтажного проводника. Для замыкания цепи высокочастотных токов, протекающих через диод, служит конденсатор *2C58*. Измеряя постоянное напряжение на резисторе *2R36*, можно контролировать ток диода. Усилитель промежуточной частоты на транзисторе *2T13* необходимо для компенсации потерь в диодном смесителе. Усилитель выполнен по традиционной схеме и не имеет особенностей. Если основной приемник обладает достаточной чувствительностью (коэффициент шума не ниже 2—3), то УПЧ можно из схемы исключить.

Передающий тракт начинается со смесителя, выполненного на транзисторе *2T5*. Сигнал гетеродина поступает на базу транзистора *2T5* после дополнительной фильтрации полосовым фильтром *2L16 2C40—2L17 2C42*. Для подключения возбудителя служит контур *2L18 2C43 2C44*, настроенный на частоту 21 МГц. С выхода смесителя сигнал, имеющий уровень около 2 мВт, поступает на полосовой фильтр *2L9 2C15—2L10 2C17*. Далее сигнал усиливается четырехкаскадным линейным усилителем с общим коэффициентом усиления 33—34 дБ.

Первый каскад линейного усилителя выполнен на маломощном транзисторе *2T4* типа ГТ330. Он работает в режиме класса А и усиливает сигнал до уровня около 10 мВт. После фильтрации в контуре *2L8 2C12* сигнал через емкостный делитель *2C10 2C11* поступает на базу транзистора второго каскада усиления. Транзистор *2T3* типа КТ610Б также работает в режиме класса А и обеспечивает выходную мощность около 100 мВт. Следующие два каскада, предоконечный и оконечный, работают в режиме класса АВ. Транзистор *2T2* типа КТ911Б обеспечивает усиление до уровня 0,9—1 Вт, а транзистор *2T1* типа КТ907А до уровня около 5 Вт.

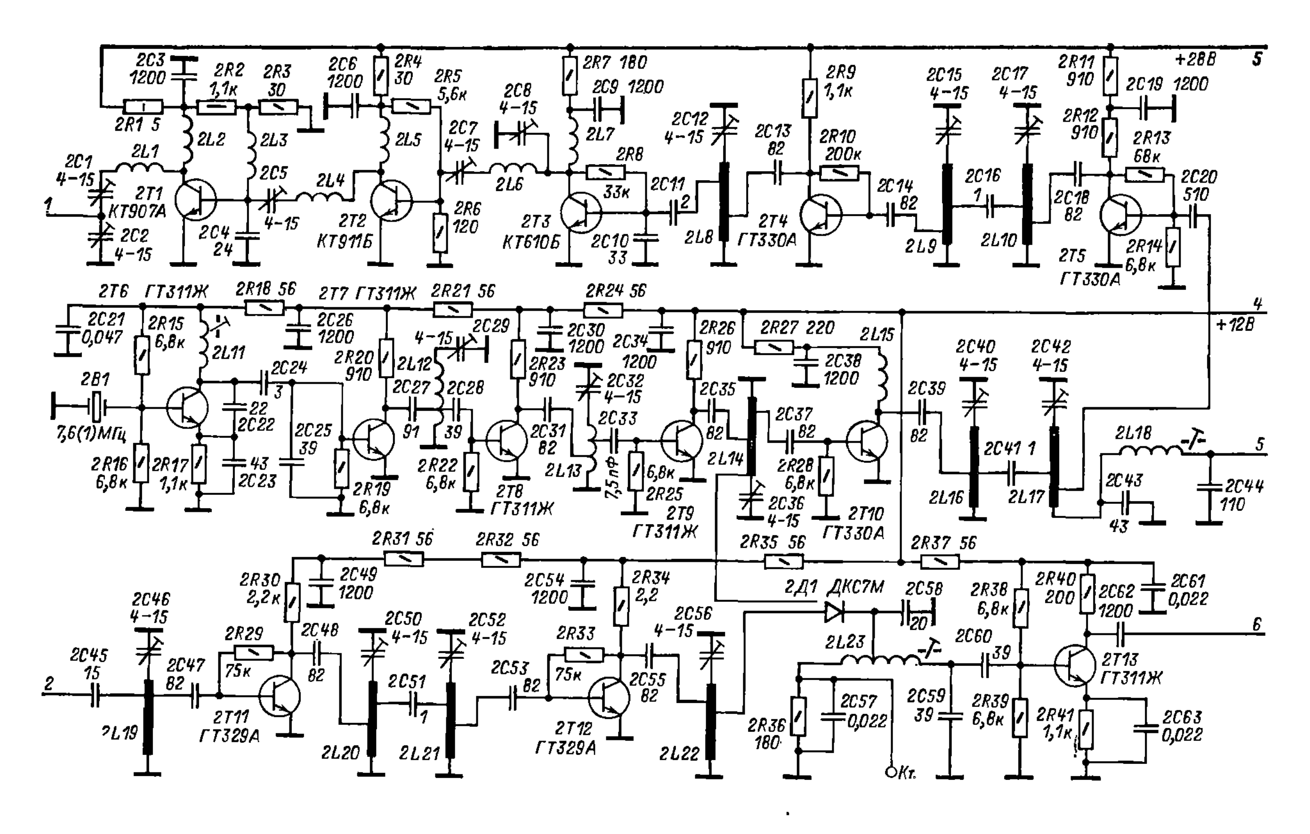


Рис. 7. Принципиальная схема трансвертера 432/21 МГц.

Принципиальная схема трансвертера 1296/144 МГц

Данный трансвертер несколько сложнее двух предыдущих, поэтому вначале рассмотрим функциональную схему, приведенную на рис. 8. Выбор промежуточной частоты 144 МГц вызван стремлением получить приемлемое подавление паразитных каналов приема и передачи при относительно невысоком качестве резонансных контуров.

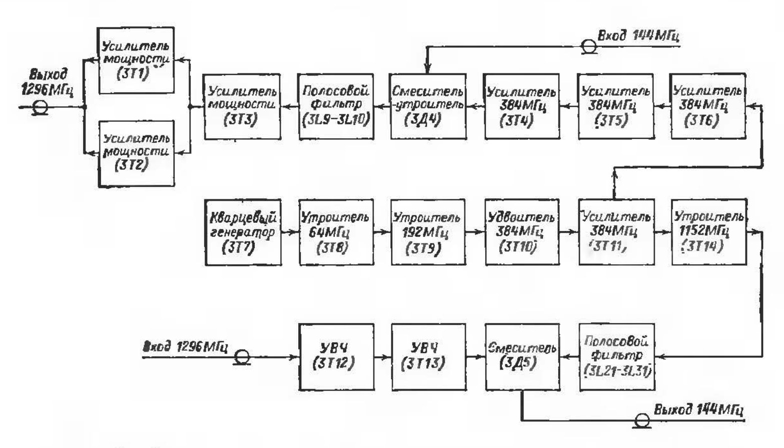


Рис. 8. Функциональная схема трансвертера 1296/144 МГц.

В режиме приема главное внимание уделяется подавлению зеркальной помехи. Вообще к определению необходимой степени подавления зеркального канала можно подходить с двух несколько отличающихся позиций. В густо заполненных диапазонах, например на коротких волнах, надо исходить из опасности проникновения в зеркальный канал сигнала мощной мешающей радиостанции. Поэтому требуемая степень подавления зеркального канала составляет 40—60 дБ. На более высоких частотах вероятность такой помехи уменьшается. К тому же благодаря применению высоконаправленных антенн появляется своего рода пространственная селективность. В предельном случае, когда вероятность зеркальной помехи очень мала, можно ограничиться таким подавлением зеркального канала, которое не ухудшает шумовые свойства приемника. Так, например, если зеркальный канал совершенно не ослаблен, то полезный сигнал будет поступать только по основному каналу, а шумы по основному и по зеркальному. Реальный коэффициент шума при этом будет ухудшен ровно в 2 раза. Ясно, что уже при десятикратном ослаблении зеркального канала его шумами можно пренебречь.

В режиме передачи наибольшую опасность представляет сигнал гетеродина, в данном случае отстоящий от полезного сигнала на 144 МГц. При предварительных расчетах для определения необходимой добротности контуров можно воспользоваться формулой

$$Q_н = \frac{f_0}{2\Delta f}\sqrt{k},$$

где $Q_н$ — нагруженная добротность контура, т. е. добротность с учетом шунтирующего действия входной и выходной нагрузок; f_0 — центральная частота контура; Δf — значение расстройки между центральной частотой f_0 и частотой, на которой определяется степень подавления помехи; k — необходимая степень подавления помехи, рассчитанная на один контур. В нашем случае f_0=1296 МГц, Δf=144 МГц. Пусть требуется подавить помехи на 40 дБ. При наличии двух контуров на каждый из них придется 20 дБ или 100 раз по мощности. В этом случае нагруженная добротность одного контура

$$Q_н = \frac{1296}{2\cdot 144}\sqrt{100} = 45.$$

Для сравнения определим, какая потребовалась бы добротность при промежуточной частоте 21 МГц:

$$Q'_н = \frac{1296}{2 \cdot 21} \sqrt{100} = 310.$$

Следует еще раз отметить, что здесь мы определяем добротность нагруженного контура. Добротность ненагруженного контура выбирается исходя из требований к коэффициенту передачи фильтра. Относительные потери в контуре равны отношению $Q_н/Q_0$, где Q_0 — добротность ненагруженного контура. Видно, что если добротность ненагруженного контура в 2 раза превышает добротность нагруженного, то в контуре теряется ровно половина мощности входного сигнала.

Посмотрим теперь, каковы требования к контуру при двух вариантах выбора промежуточной частоты. Пусть допустима потеря в одном контуре 20% мощности сигнала, т. е. относительные потери равны 0,2. Тогда при промежуточной частоте 144 МГц $Q_0 = Q_н/Q_н/Q_0 = 45/0,2 = 225$; при промежуточной частоте 21 МГц $Q'_0 = 310/0,2 = 1550$. Очевидно, что изготовить резонатор с добротностью 225 проще, чем резонатор с добротностью 1550.

К другому преимуществу выбора промежуточной частоты 144 МГц можно отнести то, что приемники на данную частоту специально рассчитаны на получение минимального коэффициента шума. При этом отпадает необходимость иметь в приемном тракте дополнительный малошумящий УПЧ. Однако выбор промежуточной частоты 144 МГц обладает также некоторыми недостатками. Так, выходная частота гетеродина 1152 МГц кратна частоте 144 МГц. Это накладывает ограничения на выбор частоты кварцевого генератора, которая не должна быть субгармоникой частоты 144 МГц. В противном случае гармоники гетеродина попадут в начальный участок диапазона и создадут помехи при работе радиостанции в режиме приема.

При передаче к тому же возникает опасность проникновения на выход девятой гармоники возбудителя, работающего на частоте 144 МГц.

В реальных условиях с целью упрощения конструкции приходится принимать компромиссное решение, т. е. отказываться от промежуточной частоты 21 МГц и выбирать 144 МГц.

Как видно из функциональной схемы, гетеродин трансвертера не имеет особенностей и выполнен в виде кварцевого генератора и цепочки транзисторных умножителей. Окончательная фильтрация сигнала гетеродина в режиме приема осуществляется двухконтурным полосовым фильтром. Приемный тракт состоит из двухкаскадного УВЧ и диодного смесителя. Большое влияние на формирование функциональной схемы трансвертера оказывает то, что на частоте 1296 МГц очень трудно получить большие коэффициенты усиления. При использовании достаточно распространенных транзисторов реальный коэффициент усиления одного каскада измеряется единицами. Таким образом, если на более низкой частоте плохое качество смесителя можно компенсировать большим коэффициентом усиления УВЧ, то в данном случае такая возможность отсутствует. В связи с этим смеситель должен обладать малым коэффициентом шума. Приблизительно оценить коэффициент шума диодного смесителя можно, пользуясь формулой для коэффициента шума приемника с аттенюатором на входе $F = LF_{пр}$, здесь F — результирующий коэффициент шума, L — ослабление в аттенюаторе (в данном случае в смесителе), $F_{пр}$ — коэффициент шума приемника (УПЧ).

Ослабление в диодном смесителе зависит в конечном счете от качества диода и обычно колеблется в пределах от 4 до 10 раз. Если коэффициент шума УПЧ равен 2, то результирующий коэффициент шума составит 8—20. Как показала практика, двух каскадов усиления достаточно, чтобы «перекрыть» подобные шумы смесителя шумами УВЧ.

При конструировании передающего тракта проблема усиления мощности становится еще острее. Если по аналогии с трансвертерами диапазонов 144 и 432 МГц сформировать сигнал на уровне мощности 1—2 мВт, то для того, чтобы довести этот сигнал до уровня 3—5 Вт, потребуется шесть — семь каскадов

усиления. Дело осложняется также тем, что маломощные транзисторы, способные работать в данном диапазоне частот, имеют малые допустимые токи и напряжения, а поэтому пригодны для усиления до уровня только около 10 мВт Последующие каскады усиления приходится делать на мощных СВЧ транзисторах, работающих в режиме класса А, что приводит к удорожанию конструкции и уменьшению общего КПД передатчика. Из этого следует, что выгоднее сформировать сигнал с частотой 1296 МГц сразу на достаточно высоком уровне мощности.

Эту задачу можно решить двумя способами.

Первый способ — это применить мощный транзисторный смеситель, второй— использовать мощный параметрический смеситель на варакторе. В описываемой конструкции реализован второй способ. Сигнал накачки поступает на параметрический преобразователь на частоте 384 МГц. Для того, чтобы уровень сигнала накачки достиг 1—1,5 Вт, имеется трехкаскадный усилитель мощности. В параметрическом преобразователе происходят одновременно умножение частоты накачки в 3 раза (1152 МГц) и суммирование с частотой 144 МГц. Уровень сигнала с частотой 1296 МГц на выходе полосового фильтра преобразователя составляет 200—250 мВт. Два последующих каскада усиления доводят уровень сигнала до 2,5—3 Вт.

Принципиальная схема трансвертера приведена на рис. 9. Предварительные каскады гетеродина выполнены на транзисторах *3T7—3T11*. Схема этой части гетеродина мало отличается от схемы гетеродина трансвертера 432/21 МГц. Кварцевый резонатор *3Пэ1* возбужден на третьей механической гармонике. Далее следуют две ступени утроения частоты на транзисторах *3T8*, *3T9* и один каскад удвоения частоты (транзистор *3T10*). Полученный таким образом сигнал с частотой 384 МГц дополнительно усиливается транзистором *3T11*. Далее сигнал гетеродина разветвляется на приемный и передающий тракты. Рассмотрим вначале приемный тракт. Сигнал с частотой 384 МГц поступает на вход последнего утроителя частоты через полосовой фильтр *3L21 3C52—3L31 3C74*. Оптимальный режим возбуждения транзистора *3T14* получен с помощью согласующей цепи *3C73, 3C72, 3L30*. Нагрузкой последнего утроителя служит полосовой фильтр *3L28 3C68—3L26 3C66*, настроенный на частоту 1152 МГц. Связь со смесительным диодом осуществлена с помощью отрезка линии, выполняющего роль повышающего трансформатора.

Усилитель высокой частоты приемного тракта содержит два каскада на транзисторах *3T12, 3T13*. Входная цепь состоит из конденсатора связи *3C55*, разделительного конденсатора *3C56* и короткозамкнутого шлейфа *3L22*. Короткозамкнутая линия препятствует проникновению на вход УВЧ мощных сигналов радиостанций КВ диапазона и ослабляет прямое проникновение на выход приемного тракта сигналов промежуточной частоты. В диапазоне 1296 МГц электрическая длина линии *3L22* составляет четверть длины волны, поэтому ее шунтирующим действием можно пренебречь. В результате можно считать, что входная цепь состоит из двух последовательно соединенных конденсаторов. Реально схема несколько сложнее, так как на столь высоких частотах большую роль играют паразитные индуктивности выводов. Суммарная индуктивность выводов конденсаторов и базового вывода транзистора *3T12* вместе с емкостью конденсаторов образует последовательный низкодобротный контур, обеспечивающий согласование антенны со входом усилителя.

Выбор достаточно высокой промежуточной частоты (144 МГц) снизил требования к полосе пропускания УВЧ, а следовательно, и к нагруженной добротности контуров, входящих в фильтр. Это позволило сравнительно сильно связать транзисторы *3T12* и *3T13* с контурами *3L23 3C59* и *3L24 3C62* и тем самым повысить коэффициент усиления УВЧ. Как уже указывалось может быть двоякий подход к необходимой степени подавления зеркального канала. Это 10 дБ с точки зрения подавления шумов и примерно 40 дБ с точки зрения давления внешних помех по зеркальному каналу.

В рассматриваемой конструкции принят некоторый средний вариант и подавление зеркального канала составляет 20 дБ. При желании полосу пропускания УВЧ можно сузить, передвинув точку подключения конденсаторов *3C57 3C58* ближе к «холодному», заземленному концу линии *3L23*. Это тем более возможно, если применить более высокочастотные транзисторы.

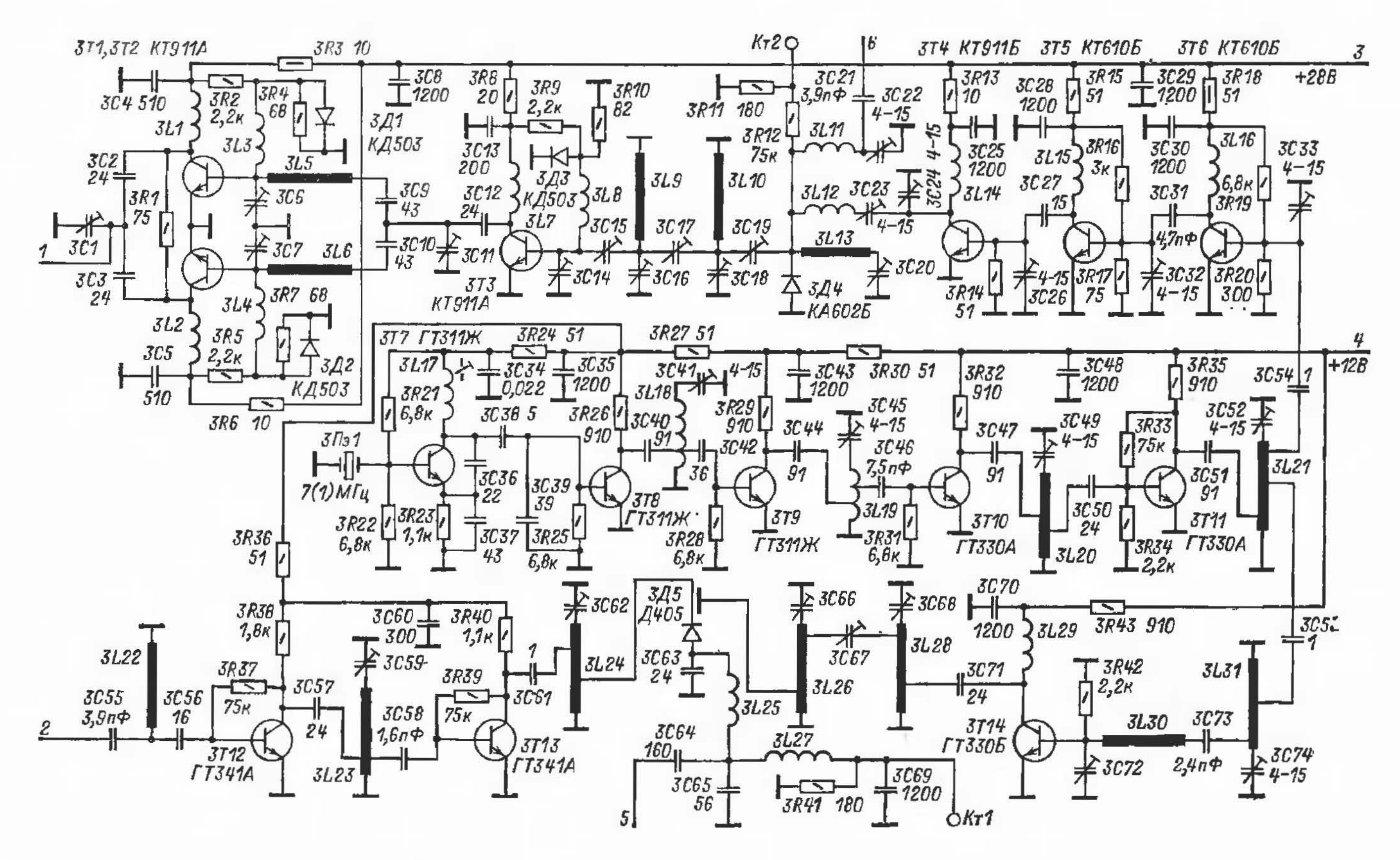


Рис. 9. Принципиальная схема трансвертера 1296/144 МГц.

С выхода УВЧ принимаемый сигнал поступает на диодный смеситель. Конденсатор *3С63* обеспечивает короткое замыкание для входного сигнала и сигнала гетеродина и в то же время является частью контура *3L25 3С63 3С65*, настроенного на промежуточную частоту. Цепь контроля тока смесительного диода содержит дроссель *3L27* и блокировочный конденсатор *3С69*. Эта цепь рассчитана под микроамперметр с током полного отклонения 50 мкА и внутренним сопротивлением 2 кОм.

Рассмотрение передающего тракта начнем с оконечного усилителя гетеродина, который усиливает сигнал с частотой 384 МГц до уровня 1—1,5 Вт. Коэффициент усиления, составляющий 30—33 дБ, примерно поровну делится между тремя каскадами, выполненными на транзисторах *3Т4—3Т6*. Цепи межкаскадного согласования всех трех каскадов аналогичны и имеют вид емкостных делителей.

Для обеспечения наибольшего усиления первый каскад работает в режиме класса А, а второй — в режиме класса АВ. Оконечный каскад, работающий в режиме С, при помощи согласующей цепи *3L12, 3С23, 3С24* нагружен на варакторный диод *3Д4*. На диоде *3Д4* осуществляется параметрическое преобразование частоты 144 МГц в частоту 1296 МГц. Таким образом, гетеродин выполняет роль генератора накачки. Для подачи на преобразователь входного сигнала с частотой 144 МГц служит последовательный контур *3L11 3С22*. На варакторном диоде происходит одновременно умножение частоты накачки в 3 раза и суммирование ее с частотой сигнала 144 МГц. Как показала практика, для эффективной работы преобразователя достаточно иметь один ненагруженный контур, настроенный на частоту $2f_{\text{гет}} + f_{\text{пч}}$, т. е. на частоту $384 \cdot 2 + 144 = 912$ МГц. Холостой контур образован линией *3L13* и конденсатором *3С20*. Варакторный диод работает в режиме автосмещения. В цепь автосмещения входят резисторы *3R11, 3R12*. Суммарная частота 1296 МГц выделяется с помощью фильтра, состоящего из двух полосковых резонаторов *3L10 3С18* и *3L9 3С16*. Фильтр осуществляет основную селекцию выходного сигнала, так как последующие два каскада усиления имеют относительно широкую полосу пропускания.

Первый каскад выполнен на транзисторе *3Т3* типа КТ911А. Для обеспечения линейного усиления каскад работает в режиме класса АВ. Открывающее напряжение смещения поступает на базу транзистора *3Т3* с делителя, образованного резистором *3R9* и параллельно включенными резистором *3R10* и диодом *3Д3*. Диод служит для температурной стабилизации рабочей точки каскада.

Как уже указывалось, на столь высоких частотах начинают играть большую роль индуктивности выводов и соединительных проводников. Для того, чтобы пояснить работу входной цепи транзистора *3Т3*, рассмотрим ее упрощенную эквивалентную схему (рис. 10). Здесь $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление транзистора, которое в данном случае составляет 1—2 Ом. Индуктивное сопротивление базового вывода $L_б$ равно приблизительно 15 Ом. Отсюда следует, что добротность базовой цепи транзистора больше единицы. Для настройки базовой цепи в резонанс служит конденсатор 3С14. Емкостная связь с полосовым фильтром осуществляется с помощью конденсатора *3С15*.

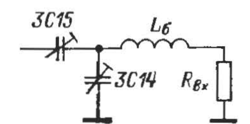


Рис. 10. Эквивалентная схема базовой цепи транзистора *3Т3*.

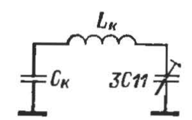


Рис. 11. Эквивалентная схема коллекторной цепи транзистора *3Т3*.

Эквивалентная схема выходной цепи показана на рис. 11. Здесь $C_к$ — емкость коллекторного перехода; $L_к$ — индуктивность вывода и паразитная индуктивность разделительного конденсатора *3С12*. Видно, что выходная цепь приводится к привычному П-образному контуру. Выходной каскад работает по схеме сложения мощностей двух транзисторов *3Т1* и *3Т2* типа КТ911А. Базовые цепи транзисторов настроены с помощью конденсаторов *3С6, 3С7* и через четвертьволновые линии *3L5, 3L6* подключены к выходу предоконечного каскада. Конденсаторы *3С9, 3С10* — разделительные. Применение соединительных линий вы-

звано удобством монтажа, а также возможностью в некоторых пределах регулировать согласование, изменяя волновое сопротивление этих линий. Выходная цепь состоит из двух П-образных контуров, имеющих общий выходной конденсатор *3C1*.

Предоконечный и оконечный каскады имеют суммарный коэффициент усиления около 12 дБ и обеспечивают линейное усиление сигнала до уровня 3 Вт.

Принципиальная схема основного блока 21 МГц

Как уже указывалось, радиостанция может работать как в автономном режиме, так и совместно с КВ трансивером. Автономная работа радиостанции рассматривалась как вспомогательная, и при этом решено было ограничиться только телеграфным режимом работы.

Основной блок радиостанции (рис. 12) представляет собой маломощный телеграфный трансивер на диапазон 21 МГц, выполненный на основе приемника прямого преобразования частоты. Трансивер можно подразделить на приемный тракт, передающий тракт и общий перестраиваемый гетеродин.

Приемный тракт содержит входной смеситель, выполненный на диодах *4Д1—4Д4*, и четырехкаскадный усилитель низкой частоты — транзисторы *4T1—4T5*.

Передающий тракт содержит удвоитель, выполненный на диодах *4Д7, 4Д8*, и усилитель — на транзисторе *4T8*.

Гетеродин состоит из *LC*-автогенератора и буферного каскада на транзисторах *4T6* и *4T7*.

Сигнал с выхода одного из трансвертеров, 144/21 или 432/21 МГц, поступает на входной контур приемного тракта *4L1 4C2* и далее через катушку связи *4L2* на входной смеситель, собранный на диодах *4Д1—4Д4*. Смеситель выполнен по схеме, предложенной радиолюбителем В. Поляковым (RA3AAE), и содержит две ветви на встречно-параллельных диодах. Для стабилизации режима смесителя введена цепь автосмещения, состоящая из конденсаторов *4C3, 4C4* и резистора *4R1*. С выхода смесителя низкочастотный сигнал поступает на двухзвенный *LC*-фильтр *4L3 4L4 4C5 4C6 4C7*, имеющий частоту среза около 3 кГц. Нагрузкой фильтра служит первый каскад усилителя низкой частоты, выполненный на транзисторе *4T1*. База следующего транзистора *4T2* гальванически связана с коллектором *4T1*, и оба транзистора охвачены общей отрицательной обратной связью по постоянному току с помощью резистора *4R2*. Далее низкочастотный сигнал через регулятор усиления *R2* поступает на третий каскад. Нагрузкой транзистора *4T3* служит согласующий трансформатор, обеспечивающий парафазное возбуждение транзисторов *4T4* и *4T5*, входящих в состав двухтактного выходного каскада. Трансформаторная схема позволила получить большой коэффициент усиления двух последних каскадов, а также обеспечила возможность подключения как низкоомной, так и высокоомной нагрузки.

Перестраиваемый гетеродин выполнен на транзисторе *4T6* по трехточечной емкостной схеме. Для перестройки частоты служит варикап *4Д5*, постоянное напряжение на который поступает через резистор *4R14*. Управляющее напряжение поступает с переменного резистора *R5*, входящего в состав схемы межблочных соединений (см. рис. 14). В состав делителя также входят резистор *R6*, ограничивающий минимальное напряжение на варикапе *4Д5*, а также резисторы *R3* и *R4*, поочередно подключаемые контактами реле *P1/2*. В режиме передачи подключается постоянный резистор *R4*, а в режиме приема — переменный резистор *R3*. Резистор *R3* служит для расстройки частоты приема относительно частоты передачи. Расстройка необходима для поиска сигналов отвечающих радиостанций при работе «на общий вызов», а также для настройки на частоту вызываемой радиостанции. Так, например, если сигнал вызываемой радиостанции принимается с тоном около 1 кГц, то для совмещения частот обоих корреспондентов при передаче должна автоматически включиться расстройка на 1 кГц. Дело, однако, осложняется тем, что приемник прямого преобразования имеет низкочастотный зеркальный канал приема, т. е. прием с тоном 1 кГц может происходить при настройке гетеродина как выше, так и ниже частоты принимаемой станции. Ясно, что если автоматически включаемая расстройка имеет определенный знак, то в одном случае, при настройке на основной канал, про-

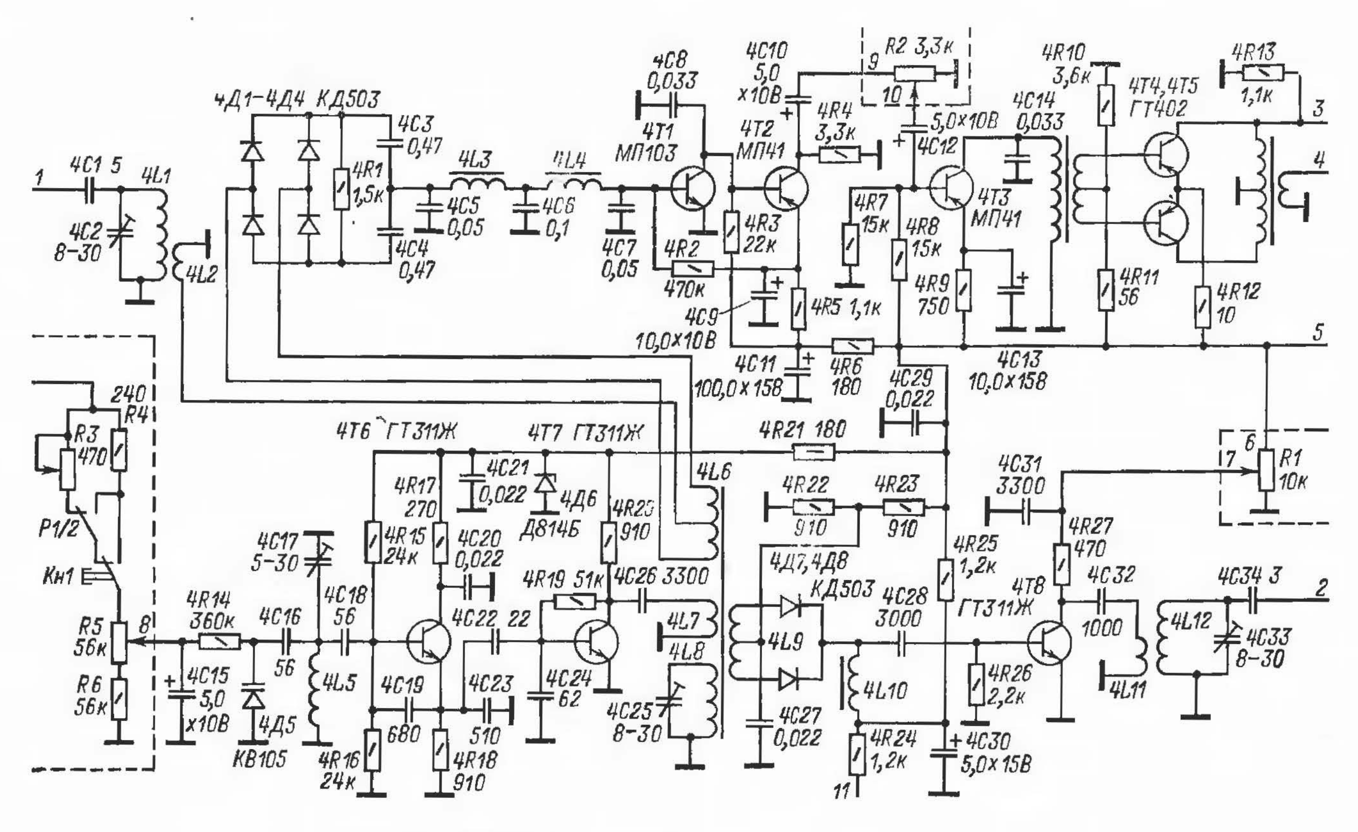


Рис. 12. Принципиальная схема основного блока 21 МГц.

изойдет совмещение частот корреспондентов, а в другом случае, при настройке на зеркальный канал, расстройка достигнет двойного значения. Для проверки правильности настройки служит кнопка *Кн1*. При нажатии кнопки отключается расстройка приемника. В результате при правильной настройке на частоту корреспондента тон принимаемой станции понижается до нуля, а при настройке на зеркальный канал тон повышается в 2 раза. Кнопка также помогает оперативно настроиться на частоту корреспондента. Для этого надо при нажатой кнопке настроиться на нулевые биения.

С автогенератора сигнал поступает на вход буферного каскада, выполненного на транзисторе *4Т7*. Каскад служит для устранения влияния нагрузки на частоту гетеродина. Транзистор *4Т7* включен по схеме усилителя с общим эмиттером. Транзистор нагружен на контур *4L8 4С25*, настроенный на частоту 10,5 МГц. Связь осуществлена посредством обмотки *4L7*. Далее сигнал разветвляется на два направления. Через катушку связи *4L6* напряжение гетеродина поступает на входной смеситель приемного тракта, который по принципу работы требует подачи сигнала гетеродина на половинной частоте. Через катушку связи *4L9* напряжение с частотой 10,5 МГц поступает на удвоитель, выполненный на диодах *4Д7*, *4Д8*. Одновременно диоды выполняют роль коммутирующих элементов для осуществления телеграфной манипуляции. Для этого диоды включены по постоянному току в диагональ моста, образованного резисторами *4R22—4R25*. При нажатом ключе резистор *4R24* соединен с «землей» и напряжение в диагонали сбалансированного моста равно нулю. В результате диоды *4Д7*, *4Д8* открываются высокочастотным напряжением, поступающим через катушку связи *4L9*, и на выходе образуется напряжение удвоенной частоты. При отжатом ключе мост разбалансирован и на диоды поступает запирающее напряжение. Остаточная емкость диодов в данной схеме не имеет значения, так как емкостные токи диодов равны и противоположны по знаку.

Для улучшения качества манипуляции служит конденсатор *4С30*, ограничивающий скорость изменения постоянного напряжения в диагонали моста. Для того, чтобы конденсатор *4С30* не шунтировал выход удвоителя, в схему введен дроссель *4L10*.

С выхода удвоителя сигнал поступает на вход буферного каскада, выполненного на транзисторе *4Т8*. Транзистор с помощью катушки связи *4L11* нагружен на контур *4L12 4С33*, настроенный на частоту 21 МГц. Для регулировки уровня сигнала с частотой 21 МГц служит потенциометр *R1*, включенный в коллекторную цепь транзистора.

Принципиальная схема блока питания и межблочных соединений

Схема блока питания показана на рис. 13. Переменное напряжение около 30 В поступает на мостовой выпрямитель *5Д1—5Д4* с обмотки силового трансформатора *5Тр1*. На выходе выпрямителя имеются сглаживающие конденсаторы *5С1*, *5С2*. С конденсаторов постоянное напряжение около +40 В поступает на последовательный стабилизатор напряжения, выполненный на составном эмиттерном повторителе *5Т1*, *5Т2*. Напряжение на входе повторителя определяется цепочкой из двух стабилитронов *5Д5*, *5Д6*. Для защиты от перегрузки стабилизатор снабжен плавким предохранителем *5Пр2*. Выходное напряжение стабилизатора +28 В подается далее еще на одну ступень стабилизации, предназначенную для питания маломощных каскадов приемного тракта радиостанции напряжением +12 В. Эта ступень содержит эмиттерный повторитель — транзистор *5Т3* и параметрический стабилизатор в цепи базы — стабилитрон *5Д7*. Для предотвращения перегрузки также имеется предохранитель *5Пр3*. Несмотря на свою простоту, оба стабилизатора обеспечивают достаточное постоянство питающих напряжений.

Схема межблочных соединений показана на рис. 14. Основная коммутация при переходе с диапазона на диапазон осуществляется с помощью переключателя В1. На схеме данный переключатель показан в положении «1296 МГц». При этом контактные группы *В1.1—В1.4* обеспечивают последовательное соединение блоков *3*, *1* и *4*. Переключение цепей питания осуществляется контактными группами *В1.5* и *В1.6*. В положении «1296 МГц» питание +28 В поступает на трансвертер 1296/144 МГц, а также через цепочку *Д1*, *Д2* на трансвертер

144/21 МГц. Стабилитрон *Д2* служит для снижения напряжения питания передающего тракта 144 МГц, так как для возбуждения трансвертера 1296/144 МГц требуется пониженный уровень мощности. Питание +12 В поступает на трансвертер 1296/144 МГц непосредственно, а на трансвертер 144/21 МГц через диод *Д4*. В положении переключателя *В1* «144 МГц» диоды *Д1* и *Д4* запираются и питание поступает только на трансвертер 144/21 МГц.

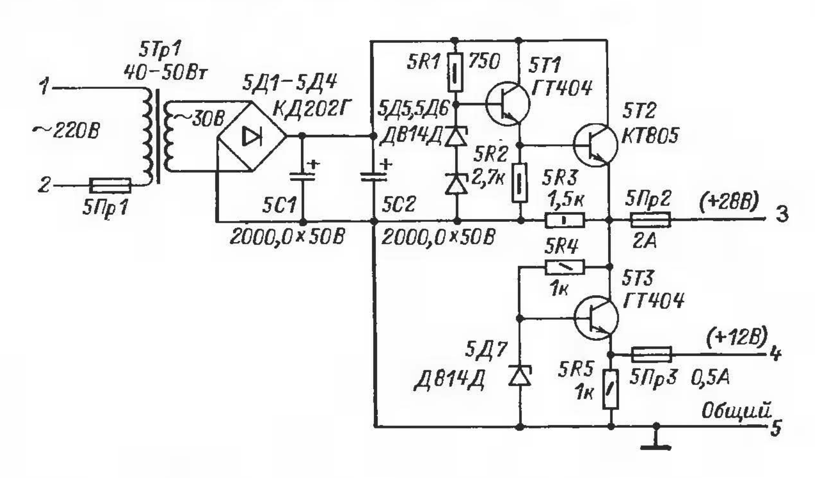


Рис. 13. Принципиальная схема блока питания.

Переключатель *В2* предназначен для перехода из автономного режима в режим работы совместно с коротковолновым SSB трансивером. Сформированный SSB сигнал поступает с предоконечного каскада КВ трансивера на гнездо *Гн5*. Требуемая мощность возбуждения не превосходит 1—3 мВт. Точная подстройка уровня возбуждения осуществляется переменным резистором *R8*. В автономном режиме уровень возбуждения регулируется резистором *R1*. Для регулировки усиления приемника служит потенцнометр *R2*.

Стабилизация напряжения питания варикапа, входящего в блок *4*, осуществлена с помощью стабилитрона *Д3*. Потенциометр *R5* служит для настройки трансивера диапазона 21 МГц, а переменный резистор *R3* — для расстройки частоты приема относительно частоты передачи. Гнезда *Гн6* и *Гн7* являются соответственно высокоомным и низкоомным выходами усилителя низкой частоты. Для переключения радиостанции из режима приема в режим передачи служит реле *Р1*. Реле управляется с помощью кнопки или педали *В4*, подключаемой к гнездам *Ш1*. При замыкании кнопки *В4* реле *Р1* срабатывает и через контакты *Р1/1* на соответствующий трансвертер подается напряжение +28 В. Контакты *Р1/2* служат для переключения цепей расстройки, а контакты *Р1/3* — для управления антенными реле *Р2—Р4*.

КОНСТРУКЦИЯ РАДИОСТАНЦИИ

Общие вопросы конструирования

Радиостанция смонтирована на четырех платах из одностороннего фольгированного стеклотекстолита. Монтаж выполнен на опорных точках, которые образованы кольцевыми канавками, вырезанными в фольге. Для изготовления таких канавок можно воспользоваться простейшим приспособлением, внешний вид которого показан на рис. 15. Приспособление состоит из центральной иглы *1*, миниатюрного резца *2* и крепежной детали. Игла и резец изготовлены из отслуживших свой срок зубоврачебных боров. Для заточки удобно воспользоваться небольшим абразивным камнем или алмазным надфилем. Крепежная деталь

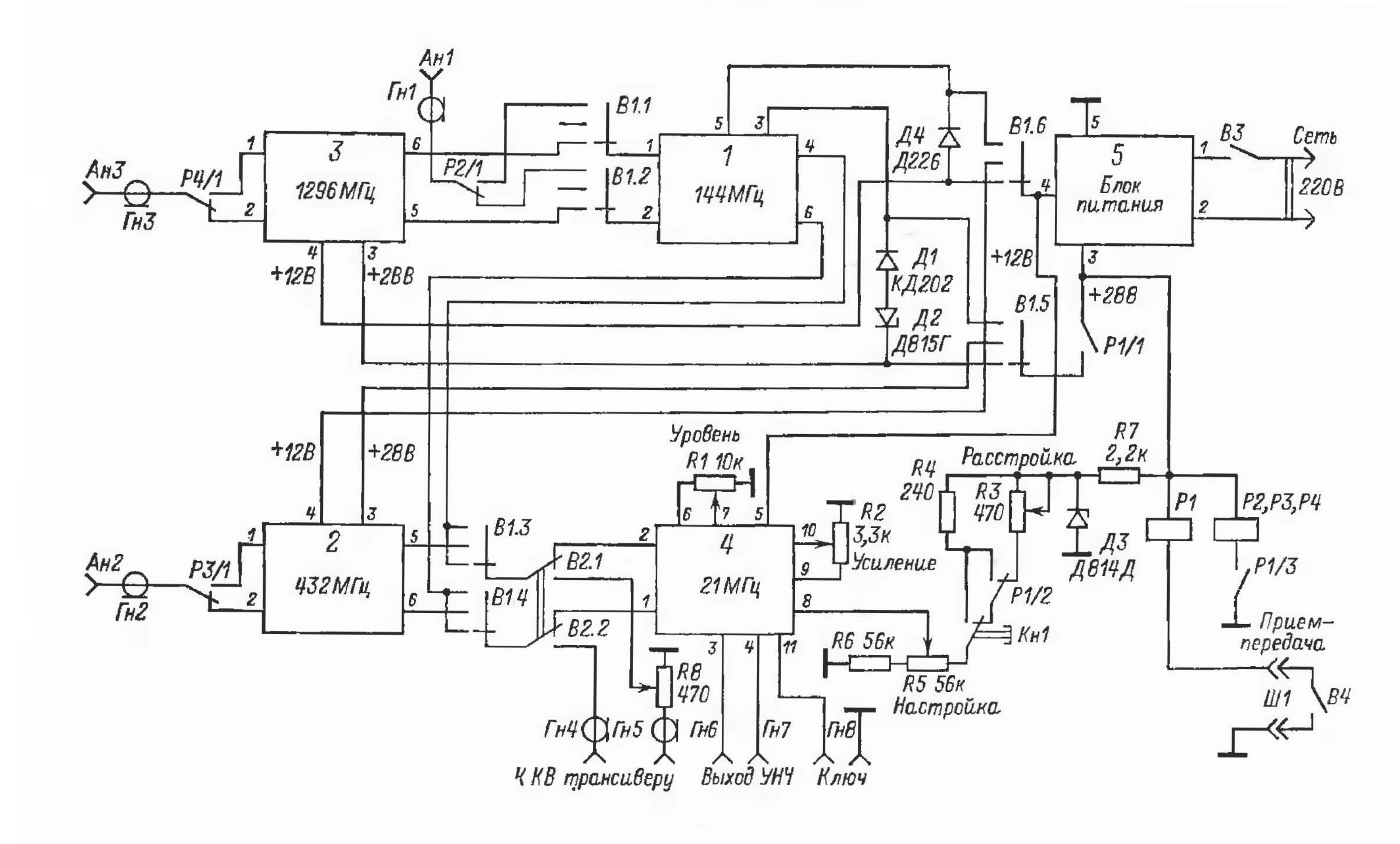


Рис. 14. Схема межблочных соединений и цепей коммутации.

изготовлена из стальной втулки *3* диаметром 6 мм. Боры вставлены в два отверстия, просверленные во втулке, и закреплены двумя винтами М3. Для надежного крепления боров на их боковых поверхностях желательно снять фаску. Хвостовик иглы должен быть длиннее хвостовика резца для того, чтобы его можно было зажать в патрон сверлильного станка или дрели. Однако не представляет большого труда сделать кольцевые канавки вручную. Для этого удобно зажать приспособлеиие в ручные ювелирные тиски. Не следует прикладывать излишнее усилие и стараться прорезать канавку за один заход, так как это ведет к появлению задиров. Резец должен быть заточен так, чтобы ширина канавки равня-

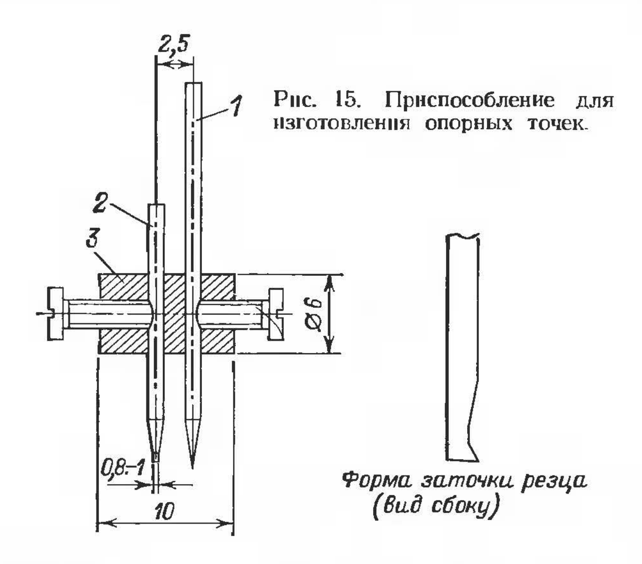


Рис. 15. Приспособление для изготовления опорных точек.

лась 0,5—0,8 мм. При этом диаметр опорного кружка должен составлять около 5 мм. Конечно, данное приспособление можно изготовить любым другим образом. Можно использовать специально заточенное сверло или в простейшем случае измерители из чертежной готовальни. Одну из иголок надо перевернуть и заточить в виде резца. Для придания большей жесткости полезно стянуть ножки измерителя проволочным бандажом.

Для изготовления плат лучше всего использовать односторонний фольгированный стеклотекстолит толщиной 2 мм. Применение двухстороннего фольгированного стеклотекстолита увеличивает емкость опорных кружков на «землю» и поэтому допустимо только для изготовления плат для диапазонов 432 МГц и ниже. Все платы имеют одинаковый размер 165×210 мм.

На вырезанные по таким размерам и очищенные от грязи и окиси куски фольгированного стеклотекстолита накладываются чертежи плат и с помощью острого шила или керна намечаются центры всех отверстий и опорных кружков. После того, как просверлены все необходимые отверстия и прорезаны все канавки, надо окончательно зачистить платы мелкозернистой шкуркой и промыть теплой водой с мылом. Полезно также покрыть поверхность платы спиртовым раствором канифоли, что предохранит фольгу от окисления.

Пайка деталей производится «в накладку». Необходимо следить за тем, чтобы при пайке было достаточное количество канифоли, так как в противном случае могут произойти перегрев и отслоение опорной площадки. При монтаже лучше использовать паяльник мощностью 90—100 Вт. Такой паяльник благодаря большей теплоемкости лучше сохраняет температуру, что особенно важно при пайке заземленных выводов деталей. Жало паяльника удобно загнуть под углом 45° и сделать его конец более тонким. Если паяльник перегревается, то полезно последовательно с ним включить дополнительное сопротивление 50—100 Ом или бумажный конденсатор емкостью 5—10 мкФ. Еще лучше для регу-

лировки мощности применить тиристорный регулятор. Пригоден также обычный регулируемый автотрансформатор — ЛАТР.

Метод монтажа на опорных точках был вначале использован для макетирования отдельных узлов, однако оказался достаточно удобным и надежным для изготовления законченных конструкций. Так, изготовленный данным способом трансвертер диапазона 432 МГц был испытан на всесоюзных соревнованиях «Полевой день» и после транспортировки в кузове грузового автомобиля на расстояние более 500 км не потребовал какой-либо подстройки.

В дальнейшем диапазон применения такого монтажа был расширен до 1296 МГц. К преимуществам подобного монтажа по сравнению с традиционным, печатным, надо отнести то, что практически вся поверхность платы покрыта фольгой, выполняющей роль «земли». Весь монтаж выполнен на небольшой высоте над «землей», что значительно уменьшает паразитные межкаскадные связи и позволяет отказаться от экранирующих перегородок. Увеличивающаяся при этом паразитная емкость по отношению к «земле» не играет существенной роли, так как транзисторы в отличие от ламп имеют низкие входные и выходные сопротивления.

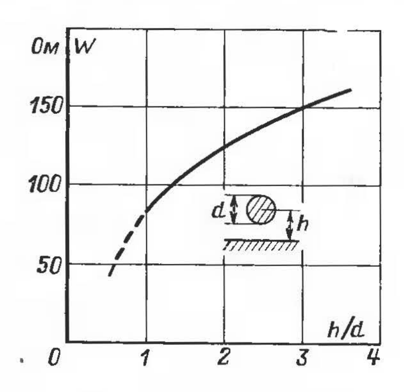


Рис. 16. График для определения волнового сопротивления воздушной линии круглого сечения.

Для реализации цепей согласования и фильтрации использованы отрезки воздушных полосковых линий. На рис. 16 показана зависимость волнового сопротивления такой линии от диаметра проводника и расстояния до «земли». Видно, что, изменяя это расстояние, можно в некоторых пределах изменять волновое сопротивление линии. Если выбрать размер отрезка линии равным четверти длины волны, то мы получим четвертьволновый трансформатор с переменным коэффициентом трансформации. В случае, когда хотя бы ориентировочно известны сопротивления источника и нагрузки, волновое сопротивление трансформирующей линии можно определить по формуле $W_{тр}=\sqrt{R_и R_н'}$. Здесь $W_{тр}$— волновое сопротивление линии; $R_и$ — выходное сопротивление источника; $R_н$— входное сопротивление нагрузки. Необходимо помнить, что четвертьволновая линия трансформирует не только активные, но и реактивные сопротивления. При этом происходит изменение знака реактивности. Так, индуктивность L трансформируется в емкость C, причем справедливо соотношение $-X_C X_L = W^2_{тр}$, где $X_C = -1/(2\pi f C)$; $X_L = 2\pi f L$; здесь X_C и X_L — реактивное сопротивление в омах; f — частота в герцах, C — емкость в фарадах; L — индуктивность в генри.

На рис. 17, *а* показана зависимость реактивного сопротивления разомкнутой, а на рис. 17, *б* замкнутой линии в зависимости от ее длины.

Видно, что при длине разомкнутой линии менее 1/4 длины волны входное реактивное сопротивление линии отрицательно, т. е. носит емкостный характер. Такой отрезок линии можно использовать как подстроечный конденсатор. Емкость конденсатора можно регулировать изменением расстояния между линией и землей. Если размер плоской линии менее 1/8 длины волны, ее емкость с достаточной точностью описывается формулой плоского конденсатора $C=0{,}9\,S/d$, здесь C — емкость в пикофарадах; S — площадь линии в квадратных сантиметрах; d — зазор между линией и землей в миллиметрах.

Как видно из рис. 17, для реализации индуктивности можно использовать замкнутый отрезок линии длиной до четверти длины волны (до $0{,}25\lambda$) или разомкнутый отрезок линии длиной от $0{,}25\lambda$ до $0{,}5\lambda$. При увеличении длины линии картина периодически повторяется. Так, например, разомкнутая линия длиной от $0{,}5\lambda$ до $0{,}75\lambda$ снова имеет емкостное сопротивление. На практике такой

режим работы применяется редко, так как из-за потерь в линии (на рис. 17 показано реактивное сопротивление идеальной линии без потерь) добротность эквивалентного конденсатора будет ниже, чем в случае линии длиной от 0 до 0,25λ.

Теперь, когда рассмотрены способы реализации индуктивности и емкости, перейдем к способам реализации резонансных контуров. Как известно, резонанс электрического контура, состоящего из конденсатора C и катушки L, наступает тогда, когда емкостное сопротивление конденсатора равно индуктивному сопротивлению катушки: $X_C = -X_L$. Если перейти к отрезкам линий, то получится, что резонансный контур можно составить из замкнутого отрезка линии длиной менее 0,25λ (индуктивность) и разомкнутого отрезка линии длиной также менее 0,25λ. В частном случае, когда оба отрезка линии имеют одинаковое волновое сопротивление, суммарная длина составит четверть длины волны. Получится так называемый четвертьволновый резонатор, эквивалентный параллельному резонансному контуру. Если такой резонатор разбить на два отрезка, то в месте разреза реактивное сопротивление одного отрезка всегда будет равно и противоположно по знаку реактивному сопротивлению другого. Резонатор можно составить из линий с разными волновыми сопротивлениями. При этом если волновое сопротивление емкостного отрезка меньше волнового сопротивления индуктивного (замкнутая линия уже разомкнутой), то суммарная длина резонатора будет меньше 0,25λ. Это позволяет уменьшить размеры резонатора. Для уменьшения размеров резонатора можно также заменить емкостную линию сосредоточенной емкостью, в качестве которой обычно используется подстроечный конденсатор с керамическим или воздушным диэлектриком. Однако следует иметь в виду, что на высоких частотах в чистом виде нет сосредоточенных элементов, так как размеры этих элементов и их выводов соизмеримы с длиной волны. В качестве примера рассмотрим, как зависит эквивалентная емкость конденсатора от индуктивности его выводов. Суммарное реактивное сопротивление можно записать в виде

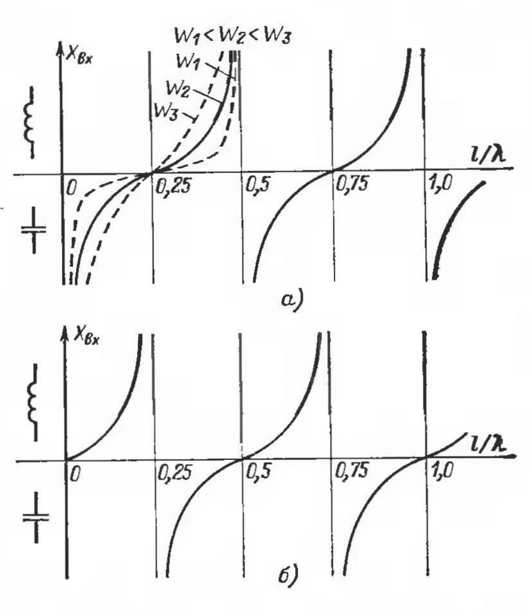


Рис. 17. Зависимость входного сопротивления линии от ее длины.

$$X_{\text{экв}} = \frac{1}{2\pi f C_{\text{экв}}} = 2\pi f L - \frac{1}{2\pi f C};$$

здесь $C_{\text{экв}}$ — результирующая емкость конденсатора; L — индуктивность выводов; C — емкость конденсатора без учета индуктивности выводов. Отсюда эквивалентная емкость конденсатора

$$C_{\text{экв}} = \frac{1}{1/C - 4\pi^2 f^2 L} = \frac{C}{1 - 4\pi^2 f^2 LC}.$$

Видно, что если рабочая частота стремится к нулю, то эквивалентная емкость не отличается от собственной емкости конденсатора. С ростом частоты, а

особенно при приближении к резонансу, влияние индуктивности выводов увеличивается. Резонанс наступает на частоте, при которой знаменатель выражения обращается в нуль, т. е. $1-4\pi^2 f_{рез}^2 LC=0$, отсюда

$$f_{рез}=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Это известная формула для определения резонансной частоты контура. Выше резонансной частоты выражение для эквивалентной емкости становится отрицательным. Это означает, что при этом реактивность меняет знак и конденсатор имеет индуктивное сопротивление, т. е. эквивалентен катушке индуктивности. Чем больше емкость конденсатора, тем ниже его собственная резонансная частота. В результате часть разделительных и подавляющее большинство блокировочных конденсаторов, применяемых в УКВ аппаратуре, работают на частотах выше собственного резонанса. Это означает, что качество блокировки при этом мало зависит от номинальной емкости конденсатора и определяется только его собственной индуктивностью. Чем меньше длина выводов и чем меньше собственные размеры конденсатора, тем выше качество блокировки. При этом радиолюбители могут уменьшать длину выводов практически до нуля.

Существенное влияние оказывает индуктивность выводов на работу транзисторов. Главную роль при этом играет индуктивность вывода, общего для входной и выходной цепи. Так, в схеме транзисторного усилителя с заземленным эмиттером большое влияние на коэффициент усиления оказывает индуктивность эмиттерного вывода. Наличие этой индуктивности приводит к появлению отрицательной обратной связи, понижающей усиление каскада. Индуктивность в большой степени определяется тонкой проволочкой, соединяющей вывод транзистора с кристаллом. Однако длина вывода также играет существенную роль, поэтому надо по возможности ее уменьшать. При этом не надо слишком опасаться возможности перегрева транзистора, так как тонкая проволочка является теплоизолятором между выводом и кристаллом транзистора. Важно только делать пайку быстро, чтобы не перегреть корпус транзистора. Индуктивности базового и коллекторного выводов не имеют столь большого значения, так как они могут быть включены в состав согласующих контуров.

Индуктивность базового вывода имеет большое значение при включении транзистора по схеме с общей базой. Наличие этой индуктивности приводит к появлению положительной обратной связи, а не отрицательной, как в случае включения транзистора с общим эмиттером. Это приводит к тому, что каскад, выполненный по схеме с общей базой, часто склонен к самовозбуждению. Тем не менее эта схема имеет свои достоинства, так, например, она более эффективна в умножителях частоты. Данная схема также применяется для усиления мощности на частотах выше 1 ГГц. Специально разработанные для этого транзисторы снабжены массивным выводом базы, имеющим минимальную индуктивность. Однако и при этом, как правило, приходится принимать специальные меры по обеспечению устойчивости усиления. Одной из таких мер является включение последовательно с эмиттерным выводом резистора сопротивлением около 10 Ом. Чем больше сопротивление резистора, тем выше устойчивость каскада и тем меньше коэффициент усиления. Считается нормальным, если коэффициент усиления таких усилителей составляет от 5 до 10 раз.

Рассмотрим теперь требования, предъявляемые к дросселям, применяемым в УКВ аппаратуре. Дроссели обычно входят в цепи питания транзисторных усилителей по постоянному току. Основную опасность при этом представляет возникновение так называемых дроссельных колебаний. Дело в том, что с понижением частоты усиление транзистора растет, и благодаря наличию в коллекторной и базовой цепи больших индуктивностей могут возникнуть условия самовозбуждения. Поэтому прежде всего надо стараться обойтись вообще без дросселей в том случае, если в этом нет большой необходимости. Например, входное и выходное сопротивления маломощного транзистора на частотах порядка нескольких сотен мегагерц составляет 50—200 Ом. Отсюда видно, что если коллекторное питание поступает через резистор 1—2 кОм, это приведет к падению коэффициента усиления не более чем на 5—10%. Ясно, что применение дросселей в таком случае не имеет большого смысла. Если же без дросселя

обойтись нельзя, то надо стремиться уменьшить его индуктивность. В ламповых конструкциях обычно рекомендовалось применять четвертьволновые дроссели, т. е. дроссели, изготовленные из провода длиной около 0,25λ. В транзисторных конструкциях эту длину надо уменьшить в 2—3 раза.

Конструкция трансвертера 144/21 МГц

Трансвертер смонтирован на плате из фольгированного стеклотекстолита (рис. 18). На плате отсутствуют какие-либо экранирующие перегородки, и тем не менее подавление побочных излучений составляет 50 дБ. Такие результаты получены благодаря тому, что монтаж выполнен на малой высоте над металлической поверхностью. Это позволяет значительно снизить уровень паразитных межкаскадных связей, что можно проиллюстрировать следующим примером. Если, например, отогнуть детали, входящие в кварцевый задающий генератор гетеродина, на 5 мм вверх, то подавление побочных излучений упадет примерно на 10 дБ. При этом побочные излучения возникают следующим образом. Пусть для определенности передатчик настроен на частоту 144,1 МГц. Сигнал с выхода передатчика наводится на кварцевый генератор. В результате возникают биения между частотой 144,1 МГц и седьмой гармоникой генератора 20,5·7= =143,5 МГц. Биения с частотой 0,6 МГц модулируют сигнал гетеродина, причем, как уже указывалось, модуляция легко проникает через все каскады умножения. Это приводит к тому, что в спектре выходного сигнала появляется новая составляющая 144,1+0,6=144,7 МГц.

Несколько необычный вид имеют резонансные контуры, обеспечивающие селекцию сигналов на частотах выше 100 МГц. Это укороченные емкостью четвертьволновые резонаторы, которые для уменьшения габаритов свернуты в компактную конструкцию. Ненагруженная добротность такого резонатора равна 250. Примерно такую же добротность имеет обычный контур из посеребренного провода, однако такой контур имеет заметно большее поле рассеяния, что может потребовать дополнительных мер по экранировке каскадов трансвертера. Резонаторы выполнены из посеребренного провода диаметром 0,8 мм. Высота линии над платой около 2,5 мм. При уменьшении высоты линии поле рассеяния уменьшается, но при этом также падает добротность. Для придания жесткости линия опирается с помощью небольшого отрезка провода. Следует сразу заметить, что нительно согнута в вертикальной плоскости под углом около 45°. Лишь на опорную площадку, стоящую ближе всего к заземленному концу резонатора, линия опирается с помощью небольшого отрезка провода. Следует сразу заметить, что размеры линии и ее конфигурация не очень критичны, так как подстроечный конденсатор обеспечивает перестройку резонатора в очень большом диапазоне частот. Диаметр провода также можно менять в пределах по крайней мере 0,8—1 мм. Бороздка, разделяющая первые каскады гетеродина и выходные каскады передающего тракта, выполняет роль теплового изолятора, препятствующего нагреву деталей кварцевого генератора теплом, распространяющимся от выходных каскадов по медной фольге.

Все маломощные транзисторы вставлены в отверстия, просверленные в плате. Транзисторы вставлены с обратной стороны платы и опираются на ободок, имеющийся на их корпусе. Если толщина платы превышает 1—1,5 мм, то отверстия, предназначенные для входных транзисторов приемного тракта *1T9*, *1T10*, необходимо раззенковать с обратной стороны сверлом большего диаметра с таким расчетом, чтобы донышко транзистора находилось на одной высоте с фольгированной стороной платы. Транзисторы двух последних каскадов передающего тракта снабжены радиаторами, поэтому для них необходимо сделать отверстия по внешнему диаметру транзисторов. Лучше, если отверстия будут иметь шестигранную форму, так как это не даст транзистору вращаться при затягивании радиатора. В выходном каскаде применен транзистор типа КТ907А, у которого эмиттерный вывод соединен с корпусом. Для уменьшения индуктивности эмиттерного вывода между транзистором и радиатором необходимо вставить прокладку из медной фольги. Концы прокладки выводятся наверх и припаиваются к плате. Следует также обратить внимание на минимальную длину выводов конденсатора *1C5*, включенного между базой и эмиттером выходного транзистора.

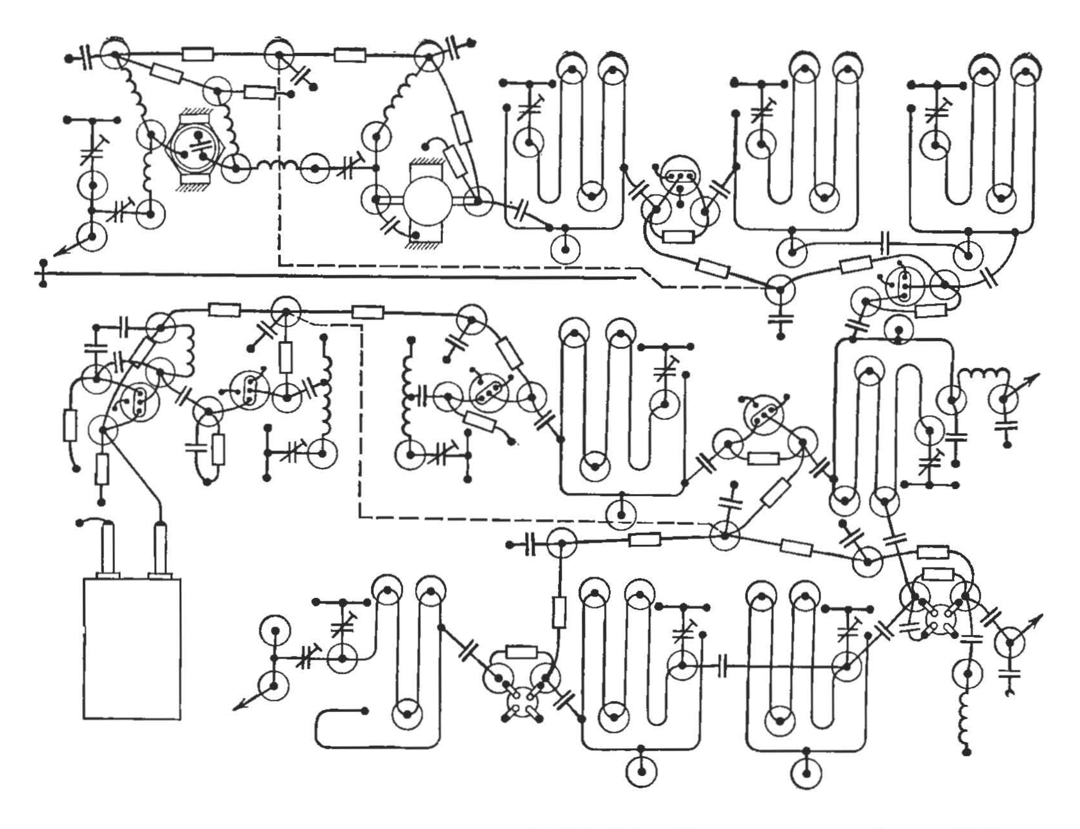


Рис. 18. Чертеж платы трансвертера 144/21 МГц. Пунктирной линией показаны проводники, проложенные с обратной стороны платы.

В остальном монтаж не имеет существенных особенностей. Он полностью выполнен на фольгированной стороне платы, за исключением проводников, показанных на чертеже платы пунктиром.

При подборе деталей для трансвертера полезно учесть, что номиналы большинства конденсаторов некритичны. Это прежде всего относится к блокировочным конденсаторам, стоящим в цепях питания. Как указывалось, эти конденсаторы работают на частотах выше частоты собственного резонанса, где определяющую роль играет не емкость конденсатора, а его паразитная индуктивность. Поэтому емкость этих конденсаторов можно менять в пределах от 500 до нескольких тысяч пикофарад. Некритичны также емкости разделительных конденсаторов, осуществляющих связь транзисторов с резонансными контурами. Их значение можно без ущерба изменять по крайней мере в пределах от —50 до +100%.

Дроссели *1L2, 1L3* и *1L5* бескаркасные, изготовлены из провода ПЭВ-2 0,3 длиной 150 мм. Провод намотан на оправку диаметром 2,5 мм. Катушки *1L1, 1L10, 1L11* бескаркасные, намотаны на оправке диаметром 9 мм посеребренным проводом диаметром 0,8 мм. Катушка *1L1* имеет три витка, длина намотки 7 мм. Катушки *1L10* и *1L11* имеют по восемь витков при длине намотки 14 мм. Катушка *1L10* имеет отвод от 1,25 витка, а катушка *1L11* от 3,75 витка, если считать от заземленного конца. Катушки *1L9, 1L14, 1L18* намотаны на каркасы диаметром 5 мм проводом ПЭВ-2 0,15, число витков 18. Для подстройки применены сердечники из карбонильного железа с резьбой М4.

В трансвертере применены конденсаторы типов КМ и КТ, резисторы МТ и МЛТ.

Конструкция трансвертера 432/21 МГц

Трансвертер смонтирован на плате из фольгированного стеклотекстолита (рис. 19). На плате отсутствуют экранирующие перегородки. Это стало возможным, в частности, благодаря применению свернутых в петлю четвертьволновых резонаторов. Дело в том, что в обычно применяемых резонаторах, изготовленных из прямолинейного отрезка линии, точки заземления линии и укорачивающего конденсатора разнесены на плате на длину резонатора. При этом контурный ток, значительный в добротном резонаторе, преодолевает участок платы, неизбежно растекаясь по его поверхности. Такие «блуждающие» токи приводят к возникновению нежелательных связей между резонаторами. В свернутом в петлю резонаторе путь для контурного тока значительно сокращается.

Все резонаторы изготовлены из посеребренного провода диаметром 1,2—1,5 мм. Зазор между линией и платой около 1 мм. Следует уделить внимание качеству пайки линии к «земле». Учитывая высокую теплопроводность медной фольги, пайку лучше производить паяльником мощностью 90—100 Вт. Как показал опыт, резонаторы обладают достаточной жесткостью. Однако, если возникают сомнения, можно закрепить линию в месте изгиба еще на одну опорную точку. При этом лучше не разрезать фольгу непосредственно под линией, а отнести опорный кружок на 5—6 мм в сторону, например в центр изгиба, и закрепить линию с помощью короткого отрезка провода. Смесительный диод, не выдерживающий перегрева и не допускающий пайку к его электродам, закреплен на плате механически. Для этого к выводу, имеющему резьбу, привинчен лепесток из медной фольги. Лепесток припаян к опорной точке, заземленной по высокой частоте с помощью конденсатора *2С58*. Второй электрод смесительного диода соединен с линией *2L22* с помощью отрезка провода диаметром 0,8 мм. Для обеспечения контакта электрод обернут двумя — тремя витками провода.

Связь с гетеродином осуществлена с помощью отрезка посеребренного провода диаметром также 0,8 мм. Для устранения возможности замыкания на конец проводника надета хлорвиниловая трубочка длиной около 10 мм. Вместо использованного диода ДКС7М можно применить любой другой смесительный диод, скажем Д403, Д405 и т. д. Необходимо соблюдать особую осторожность при подключении диода к схеме, так как в результате разряда статического электричества диод может испортиться. Самое неприятное заключается в том, что при этом отсутствуют какие-либо внешние признаки выхода диода из

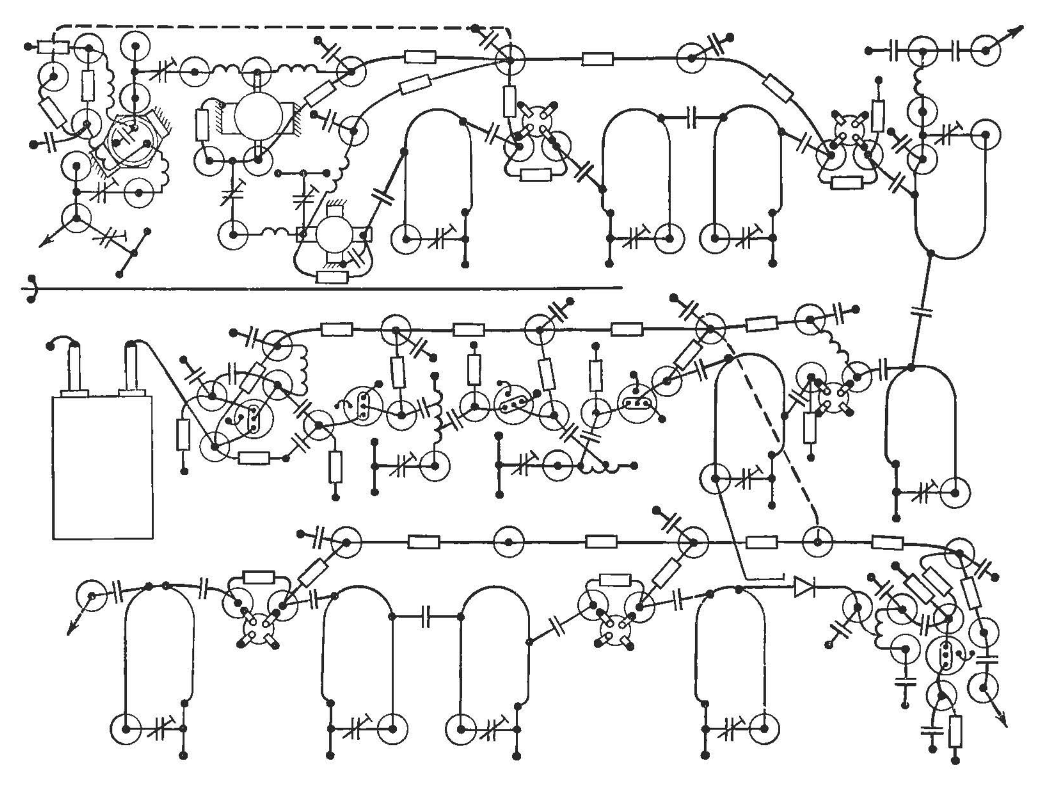


Рис. 19. Чертеж платы трансвертера 432/21 МГц. Пунктиром показаны проводники, проложенные с обратной стороны платы.

строя. Диод по-прежнему исправно детектирует напряжение гетеродина, без труда можно установить заданный ток смесителя, однако коэффициент передачи падает в 10 раз и более. Чтобы этого не произошло, нужно перед установкой диода взяться за плату второй рукой. При пайке соединительного проводника к линии *2L22* необходимо соединить этот проводник пинцетом с «землей». Заодно пинцет послужит дополнительным теплоотводом.

Что касается остальных деталей трансвертера, то наибольшую осторожность надо соблюдать при пайке маломощных высокочастотных транзисторов.

Наибольшую опасность представляют токи утечки с нагревателя на жало паяльника, поэтому при монтаже лучше соединить корпус паяльника с платой. В остальном конструкция трансвертера не имеет каких-либо особенностей по сравнению с трансвертером 144/21 МГц. Мощные транзисторы также снабжены радиатором, и под транзистор КТ907А подложена полоска медной фольги, соединяющей корпус транзистора с платой. Следует также укоротить до минимума длину выводов конденсатора *2C4*, включенного между эмиттером и базой выходного транзистора.

В трансвертере применены конденсаторы типов КМ и КТ. Номиналы конденсаторов, емкости которых превышают 50 пФ, некритичны и могут быть изменены в пределах от —50 до +100%.

Дроссели *2L2, 2L3, 2L5, 2L7, 2L15* — бескаркасные, изготовлены из отрезка провода марки ПЭВ диаметром 0,3—0,4 мм. При изготовлении провод длиной 70 мм наматывается виток к витку на оправку диаметром 2 мм. Длина дросселя не играет существенной роли и может изменяться в зависимости от условий монтажа.

Катушки *2L1, 2L4* и *2L6* бескаркасные, намотаны на оправке диаметром 5 мм посеребренным проводом диаметром 0,8 мм. Катушки *2L1* и *2L6* имеют по два витка, а катушка *2L4* — три витка. Шаг намотки 2 мм.

Катушка *2L12* бескаркасная, диаметр оправки 9 мм, диаметр провода 0,8 мм. Катушка имеет восемь витков с отводами от полуторного витка, если считать от заземленного конца. Длина намотки 11 м.

Катушка *2L13* бескаркасная, намотана посеребренным проводом 0,8 мм на оправке диаметром 7 мм. Длина намотки 7 мм, число витков четыре. Отвод для связи с коллектором транзистора *2T8* сделан от полуторного витка, а для связи с базой транзистора *2T9* — от четвертого витка, считая от заземленного конца.

Катушки *2L11, 2L18* и *2L23* намотаны на каркасе диаметром 5 мм. Марка провода ПЭВ-2 0,15, число витков 18. Подстройка осуществляется сердечником из карбонильного железа с резьбой М4.

Конструкция трансвертера 1296/144 МГц

Трансвертер смонтирован на плате из фольгированного стеклотекстолита размером 210×165 мм (рис. 20). В конструкции трансвертера имеется целый ряд особенностей, поэтому рассмотрим эту конструкцию более подробно.

Исключение составляют лишь первые каскады гетеродинного тракта, которые мало отличаются от аналогичных каскадов трансвертера 432/21 МГц. Поэтому остановимся лишь на последних каскадах гетеродина. В приемном тракте это последний утроитель частоты, выполненный на транзисторе *3T14*. Сигнал на утроитель поступает с полосового фильтра, резонаторы которого изготовлены из посеребренного провода диаметром 1,5 мм. В цепь связи входят линия *3L30* и емкостный шлейф *3C72*, изготовленные из посеребренного провода диаметром 0,8 мм. Более подробно этот участок платы показан на рис. 21. Емкостный шлейф *3C72* может быть заменен малогабаритным подстроечным конденсатором емкостью 1—5 пФ. На фотографии видно, что для устранения опасности замыкания линии *3L30* на «землю» под линию подложена фторопластовая пленка. Резонаторы, входящие в полосовой фильтр, установленный на выходе утроителя, также изготовлены из провода диаметром 1,5 мм. Зазор между линией и платой 1,0 мм. Роль подстроечных конденсаторов выполняют емкостные шлейфы, изготовленные из провода диаметром 0,8 мм. Конденсатор связи, обозначенный на принципиальной схеме как *3C67*, также выполнен в виде отрезка провода. Провод припаян к левому по схеме резонатору. Связь можно регу-

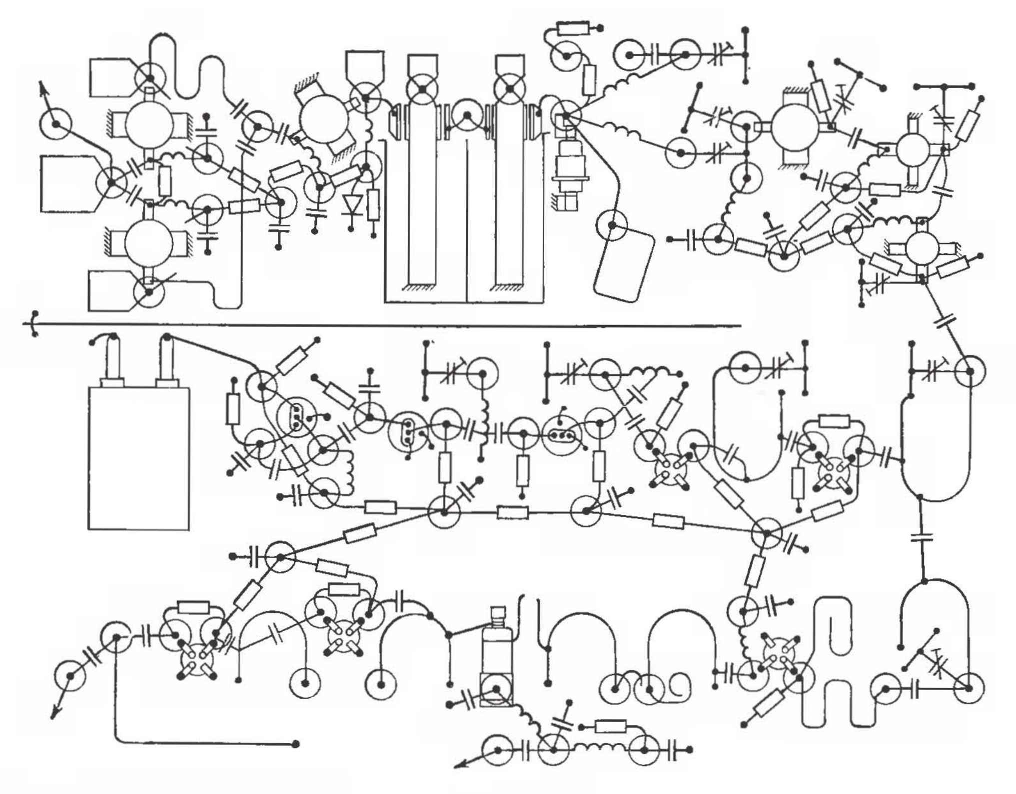


Рис. 20. Чертеж платы трансвертера 1296/144 МГц.

лировать подгибанием или отгибанием проводника от «горячего» конца правого резонатора. При регулировке оказалось, что емкость этого проводника на «землю» достаточна для настройки в резонанс линии *3L26*, поэтому емкостный шлейф, обозначенный на схеме как *3C66*, отсутствует. Однако для удобства настройки лучше укоротить линию *3L26* примерно на 5 мм и все же добавить емкостный шлейф длиной 5—10 мм.

Связь с диодным смесителем осуществляется с помощью отрезка линии, изготовленной из посеребренного провода диаметром 0,8 мм. Для создания емкости связи конец линии делает 3/4 оборота вокруг керамического корпуса диода. Для закрепления диода вокруг его электродов сделано по три витка посеребренного провода. Зазор между диодом и платой составляет 4 мм.

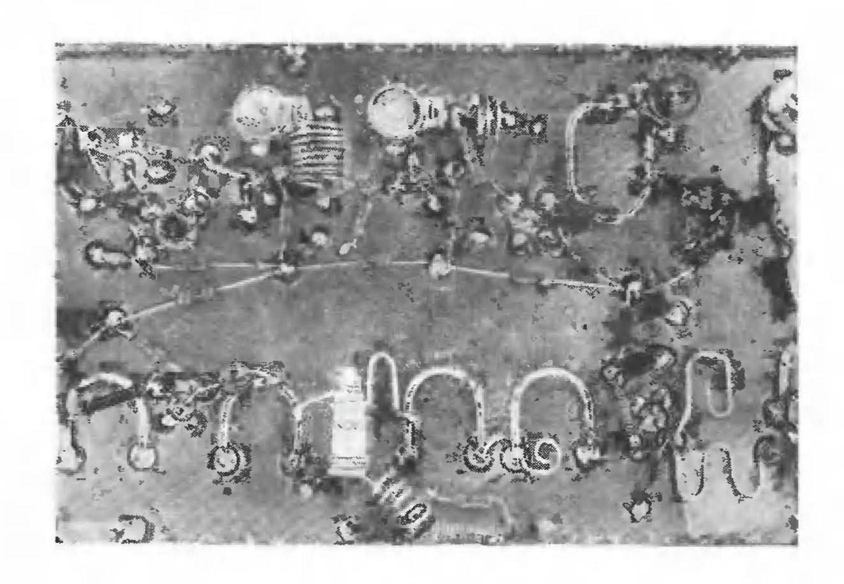


Рис. 21. Монтаж гетеродина приемного тракта и диодного смесителя.

Усилитель высокой частоты приемного тракта содержит четвертьволновый короткозамкнутый шлейф *3L22* и два резонатора *3L23* и *3L24*. Все они изготовлены из посеребренного провода диаметром 1,5 мм. Зазор между проводом и платой 0,8—1,0 мм. Для удобства настройки лучше укоротить линии *3L23* и *3L24* на 5 мм и добавить емкостные шлейфы из провода диаметром 0,8 мм, длиной 5—10 мм аналогично тому, как это сделано у линии *3L28*.

Усилитель гетеродина, относящийся к передающему тракту, выполнен на транзисторах *3T4—3T6*. Все три транзистора снабжены общим радиатором. Для этого в плате должны быть сделаны отверстия, соответствующие внешнему диаметру транзисторов. Транзисторы припаяны к плате таким образом, чтобы их теплоотводящие фланцы выступали на 1 мм с обратной стороны платы.

Варакторный диод закреплен на плате с помощью двух полосок медной фольги, обернутой вокруг его электродов. Толщина фольги 0,2 мм, ширина полосок 5 мм.

Полосовой фильтр (рис. 22), так же как и все подстроечные конденсаторы, стоящие в высокочастотной части передающего тракта, изготовлен из тонкой листовой меди толщиной 0,2 мм. Для придания жесткости линиям *3L9* и *3L10* у них сделаны бортики высотой 1 мм. К этим бортикам у «горячего» конца линии припаяно по две прямоугольные пластинки размером 6×6 мм. Эти пластинки являются частью конденсаторов связи *3C15, 3C17, 3C19*. Ответные пла-

стинки таких же размеров с помощью отрезков провода диаметром 0,8 мм припаяны к соответствующим опорным точкам. Изменяя зазор между пластинками, можно регулировать степень связи. Зазор между линиями *3L9*, *3L10* и платой составляет 0,8—1,0 мм. Для настройки линий в резонанс служат лепестки размером 5×5 мм. Для снижения потерь на излучение линии окружены экраном. Высота экранирующих перегородок 16 мм.

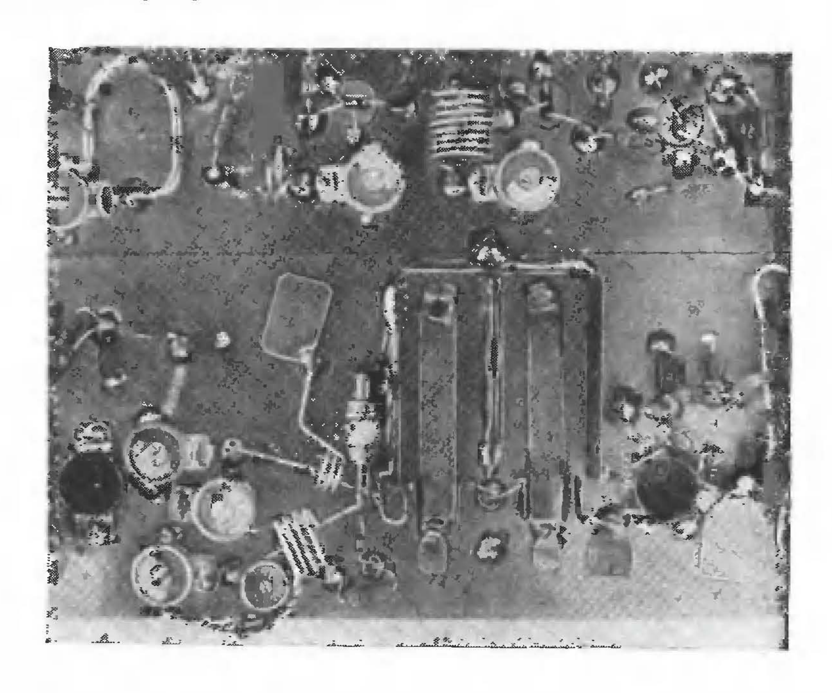


Рис. 22. Монтаж параметрического преобразователя и полосового фильтра.

Усилитель мощности выполнен на транзисторах *3T1*—*3T3*. Транзисторы снабжены общим радиатором и припаяны к плате таким образом, чтобы теплоотводящие фланцы выступали с обратной стороны платы на 1 мм. На таких высоких частотах выводы транзисторов представляют собой отрезки полосковых линий. Поэтому во избежание нежелательных эффектов корпусы транзисторов, являющиеся заземленной обкладкой этих линий, лучше соединить с платой. Для этого служат полоски из тонкой медной фольги, проложенные между транзисторами и радиатором. Концы полосок выведены наверх и припаяны к плате. Следует обратить внимание на минимальную длину эмиттерных выводов.

Возбуждение на выходной каскад поступает по двум четвертьволновым линиям, изготовленным из посеребренного провода диаметром 0,8 мм. Зазор между линиями и платой составляет 1 мм. При этом важна только длина линий, а их конфигурация не играет особой роли.

Паразитная индуктивность конденсаторов *3C12*, *3C2*, *3C3* входит в состав коллекторных контуров, поэтому важно, чтобы размеры и тип этих конденсаторов соответствовали оригиналу. В противном случае настройка усилителя будет затруднена. На чертеже платы (рис. 20) не показаны цепи питания баз выходных транзисторов. В эти цепи входят диоды *3Д1*, *3Д2* и резисторы *3R4*, *3R7* стоящие вертикально около эмиттерного вывода транзисторов *3T1*, *3T2*. К верхним концам этих цепочек, состоящих из параллельно включенных диода и резистора, припаяны дроссели *3L3*, *3L4*. К этим же точкам припаяны резисторы *3R2* и *3R5*. Другие концы дросселей *3L3*, *3L4* присоединены к базам выходных транзисторов.

Размеры пластинок, выполняющих роль подстроечных конденсаторов, показаны на рисунке платы. Зазор между пластинками и платой подбирается при настройке и составляет 1 мм и менее. Вместо самодельных конденсаторов можно также применить малогабаритные керамические подстроечные конденсаторы емкостью 0,5—2,5 и 1—5 пФ. Выводы этих конденсаторов должны быть как можно более короткими.

В трансвертере применены резисторы типов МТ и МЛТ, конденсаторы типов КМ и КТ.

Дроссели *3L1—3L4, 3L7, 3L8, 3L14—3L16, 3L29* бескаркасные, намотаны на оправке диаметром 2 мм проводом ПЭЛ, ПЭВ-1 диаметром 0,2—0,3 мм. Длина провода 40 мм (для *3L14* и *3L15*—80 мм).

Дроссель *3L27* бескаркасный, диаметр оправки 3,5 мм, провод ПЭЛ, ПЭВ-1 диаметром 0,4—0,5 мм, длина провода 200 мм.

Катушка *3L11* бескаркасная, намотана на оправке диаметром 9 мм, диаметр провода 0,8 мм, число витков четыре, длина намотки 5 мм. Катушка *3L12* бескаркасная, диаметр оправки 5 мм, диаметр провода 0,8 мм, число витков три, длина намотки 4 мм. Катушка *3L18* бескаркасная, диаметр оправки 9 мм, диаметр провода 0,8 мм, число витков 8, длина намотки 11 мм, отводы от первого витка, если считать от заземленного конца. Катушка *3L19* бескаркасная, диаметр оправки 7 мм, диаметр провода 0,8 мм, число витков три, длина намотки 5 мм, отводы от первого витка к транзистору *3T9* и от 2,5 витка к транзистору *3T10*. Катушка *3L25* бескаркасная, диаметр оправки 5 мм, диаметр провода 0,8 мм, число витков пять, длина намотки 8 мм. Катушка *3L17* намотана на каркасе диаметром 5 мм, провод ПЭЛ, ПЭВ-1 диаметром 0,15, число витков 18. Для подстройки использован сердечник из карбоиильного железа с резьбой М4.

Конструкция основного блока 21 МГц

Блок 21 МГц смонтирован на плате из фольгированного стеклотекстолита размером 210×165 мм. Чертеж платы и схема размещения деталей показаны на рис. 23. Видио, что в данном случае применен тот же метод монтажа на опорных точках, который был использован при конструировании трансвертеров. Более низкие рабочие частоты позволяют не применять специальных мер по уменьшению индуктивности выводов. Поэтому в плате отсутствуют отверстия для крепления транзисторов, которые в случае высокочастотного монтажа позволяли свести к минимуму прежде всего индуктивность эмиттерного вывода.

На плате имеются две экранирующие перегородки. Одна из них экранирует катушку гетеродина, а вторая — оконечный каскад передающего тракта. Перегородки выполнены также из фольгированного стеклотекстолита и имеют высоту 30—35 мм. В остальном конструкция блока не имеет особенностей.

Катушка гетеродина *4L5* намотана на керамическом каркасе и имеет 12 витков провода диаметром 0,6—0,8 мм. Длина намотки 20—25 мм. Диаметр каркаса 18 мм. Катушки *4L1* и *4L12* намотаны на каркасах диаметром 8 мм и намотаны виток к витку проводом ПЭВ-2 диаметром 0,4—0,5 мм. Количество витков — 12. Катушки связи *4L2* и *4L11* имеют по три витка.

Катушки *4L6—4L9* намотаны на общем тороидальном сердечнике К20×9×5 из феррита М30ВЧ2. Катушки намотаны проводом ПЭЛШО 0,3—0,4 и имеют соответственно: *4L6*—2×3 витка, *4L7*—4 витка, *4L8*—12 витков, *4L9*—2×1 витка. Катушки *4L6* и *4L9* намотаны двумя скрученными проводами; начало одного провода соединено с концом другого. Катушка *4L10* — дроссель типа Д-0,1 или любой другой индуктивностью 20—50 мкГн. Катушки *4L3, 4L4* имеют по 250 витков провода ПЭЛШО 0,1—0,15 и намотаны на ферритовых кольцах 2000НН К18×8×5.

Трансформаторы *4Tp1* и *4Tp2* применены от приемника ВЭФ12 или от любого другого переносного приемника. Подстроечные конденсаторы *4C2, 4C25* и *4C33* — типа КПКМ. Подстроечный конденсатор *4C17* лучше выбрать с воздушным диэлектриком. Остальные конденсаторы типов КМ, КТ и К50-6. Резисторы — типа МЛТ-0,25.

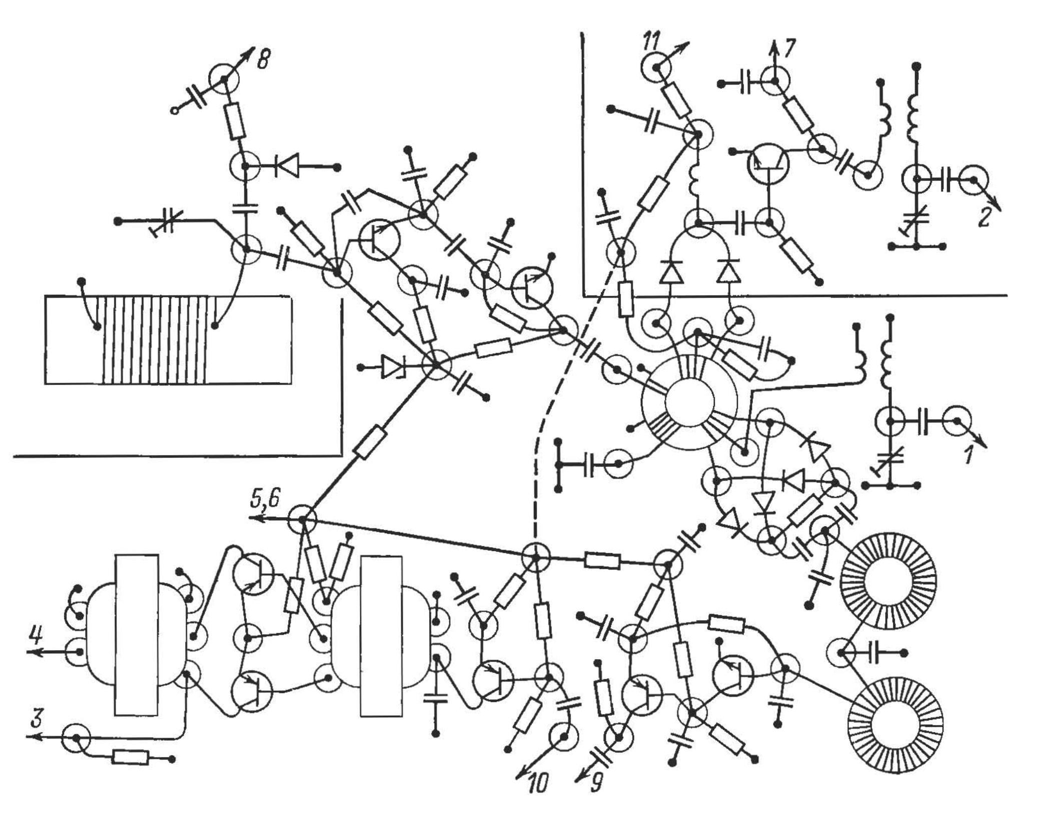


Рис. 23. Чертеж платы основного блока 21 МГц.

Компоновка радиостанции

Радиостанция включает в себя четыре независимых высокочастотных блока, смонтированных на одинаковых платах, и общий блок питания, причем не накладывается какое-либо особое требование на длину соединительных кабелей и проводов. Это позволяет достаточно свободно компоновать радиостанцию, и каждый радиолюбитель может выбрать наиболее удобный для себя вариант.

Один из возможных способов компоновки радиостанции показан на рис. 24. Данный вариант рассчитан исключительно для использования совместно с коротковолновым SSB трансивером, поэтому в нем отсутствует блок 21 МГц. Радиостанция смонтирована в прямоугольном корпусе со съемными верхней и нижней крышками. Корпус имеет следующие размеры: ширина 370, глубина 300, высота 110 мм. На высоте 55 мм расположено шасси, которое делит корпус на верхний и нижний отсеки одинакового размера. В передней части шасси имеется окно шириной 80 мм, в которое помещен блок питания радиостанции. На передней панели закреплены переключатель диапазонов *B1* и стрелочный индикатор, предназначенный для контроля токов выходных каскадов.

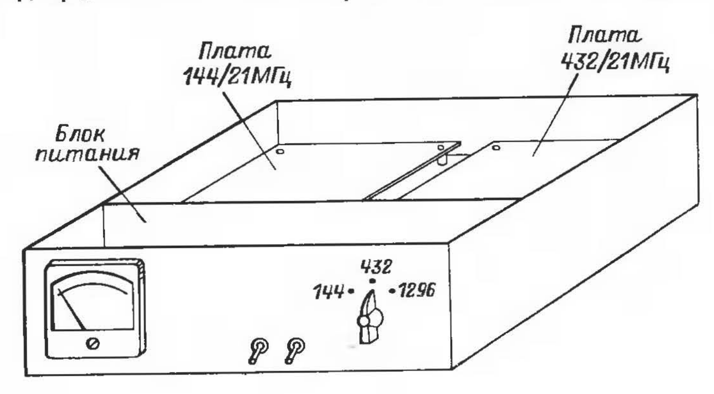


Рис. 24. Внешний вид радиостанции.

Все гнезда для подключения антенн, внешнего трансивера и цепей управления выведены на заднюю стенку для того, чтобы освободить пространство перед радиостанцией от большого количества соединительных кабелей и проводов.

Отвод тепла от мощных транзисторных каскадов осуществляется с помощью медных или алюминиевых пластин толщиной 2—3 мм. Край каждой пластины загнут под углом 90° и закреплен на боковой стенке радиостанции. Таким образом, в качестве радиатора используется корпус радиостанции.

НАСТРОЙКА РАДИОСТАНЦИИ

Настройка трансвертера 144/21 МГц

Настройку любой конструкции рекомендуется начинать с проверки правильности монтажа.

Настройку следует начинать с кварцевого автогенератора. Прежде всего надо соединить базу транзистора *1T5* с корпусом при помощи конденсатора емкостью 1000—5000 пФ. При этом кварцевый автогенератор превратится в обычный *LC*-генератор, частота генерации которого определяется контуром *1L9 1C19 1C20*. Вращением сердечника катушки *1L9* надо установить частоту генерации, близкую к утроенной частоте кварцевого резонатора. После этого блокирующий конденсатор отключается от базы транзистора *1T5* и производится точная подстройка до положения, при котором вращение сердечника катушки *1L9* в наименьшей степени влияет на частоту генерации.

При наличии приемника с качественной шкалой или еще лучше электронно-счетного частотомера следует проверить частоту генерации и при необходимости ее скорректировать. Как известно, в схемах, работающих на механических гармониках кварцевого резонатора, электрические методы коррекции малоэффективны. Поэтому остается только изменять параметры самого резонатора. Проще всего обстоит дело, если применен кварцевый резонатор с внешними металлическими обкладками, т. е. без металлизации кварцевой пластины. Частоту такого резонатора можно без труда увеличить в пределах 3—5%, стачивая пластину на мелкозернистой наждачной бумаге. Понизить частоту такого резонатора до 0,5% номинального значения можно, натирая кусочком свинца или припоя центральную часть пластины. При этом надо учесть, что обработанная таким образом пластина подвержена старению в течение 2—3 сут. После этого изменение частоты прекращается и кварцевый резонатор работает достаточно стабильно. Значительно труднее корректировать частоту металлизированных кварцевых пластин. Если металлизация произведена серебром, то частоту резонатора можно повысить, уменьшая толщину покрытия с помощью чернильной резинки. При более прочном покрытии можно воспользоваться мелкозернистой абразивной бумагой. Перед включением кварцевого резонатора в схему необходимо протереть пластину тряпочкой, смоченной в спирте.

Далее приступают к настройке цепи умножителей гетеродинного тракта. При настройке умножителей, как, впрочем, и всех остальных каскадов трансвертера, необходимо контролировать режимы работы транзисторов по постоянному току. Удобнее всего измерять напряжение на коллекторе, так как при известном сопротивлении резистора, стоящего в коллекторной цепи, легко определить ток, протекающий через транзистор: $I = (E_п - E_к)/R_к$, где I — ток, протекающий через транзистор, мА; $E_п$ — напряжение источника питания, В; $E_к$ — напряжение на коллекторе транзистора, В; $R_к$ — сопротивление коллекторного резистора, кОм.

Особенность измерения режима заключается в том, что это измерение надо проводить в рабочем состоянии, т. е. при наличии сигнала. Дело в том, что большинство транзисторов, примененных в радиостанции, работают в режиме больших сигналов, а это значит, что режимы работы по постоянному току и по высокой частоте взаимосвязаны. При этом подключение щупа измерительного прибора может повлиять на режим работы каскада по высокой частоте и, таким образом, внести ошибку в измерения. Другая опасность заключается в том, что даже при измерении режима транзистора, работающего в режиме малых сигналов, при присоединении щупа возможно самовозбуждение каскада. Такое самовозбуждение может значительно повлиять на режим работы транзистора и, таким образом, исказить результаты измерений. Для того, чтобы подобные эффекты не возникали, надо производить измерения через резистор сопротивлением 10 кОм и более. Резистор надо закрепить на кончике щупа, для того чтобы проводник, подключенный к схеме, имел минимальную длину. Очевидно, что наличие добавочного резистора занижает показания вольтметра, однако возникающую погрешность нетрудно учесть. Для удобства измерений можно, например, перейти на меньший предел вольтметра, а затем, подобрав сопротивление внешнего резистора, вернуться к прежней шкале.

Налаживание первого утроителя, выполненного на транзисторе *1Т6*, начинается с регулировки режима возбуждения. Подбором емкости конденсатора *1С22* надо добиться, чтобы постоянное напряжение на коллекторе транзистора составило 5—6 В. Это соответствует коллекторному току транзистора *1Т6* около 6 мА.

После этого приступают к настройке двухконтурного фильтра *1L10 1С25—1L11 1С26*. Настройка производится по максимуму коллекторного тока транзистора *1Т7*, стоящего в следующей ступени умножителя. Необходимую степень возбуждения транзистора *1Т7* можно регулировать, изменяя точку подключения контуров фильтра к коллектору транзистора *1Т6* и базе транзистора *1Т7*. При подборе отводов на катушках надо следить, чтобы оба контура были нагружены примерно в одинаковой степени. О значении нагруженной добротности контура можно судить по остроте настройки с помощью подстроечного конденсатора. Если один из контуров имеет более «тупую» настройку, то отвод на катушке следует перепаять ближе к заземленному выводу. При правильной настрой-

ке постоянное напряжение на коллекторе транзистора *1Т7* должно составлять 5—6 В.

Если размеры катушек *1L10* и *1L11* выдержаны достаточно точно, а подстроечные конденсаторы находятся примерно в среднем положении, опасность настройки фильтра на неправильную гармонику невелика. Однако если изменены размеры катушек или частота кварцевого генератора, полезно тем или иным способом проверить правильность настройки.

Можно, например, воспользоваться приемником, работающим в нужном диапазоне частот. Ко входу приемника надо подключить отрезок провода, другой конец которого поднести к контуру *1L10 1С25*. При вращении подстроечного конденсатора *1С25* максимум громкости сигнала должен совпадать с максимумом коллекторного тока транзистора *1Т7*. Возможности такого метода проверки ограничены тем, что большинство связных приемников имеет диапазон рабочих частот не более 25 МГц. Расширить диапазон принимаемых частот можно с помощью простейшей приставки, схема которой показана на рис. 25. Приставка представляет собой кварцевый автогенератор, выполненный на транзисторе ГТ311. Одновременно транзистор выполняет функции смесителя, работающего на гармониках частоты кварцевого автогенератора. Для этого автогенератор с помощью отрезка кабеля подключен ко входу коротковолнового приемника. При налаживании гетеродинного тракта приставку с помощью короткого отрезка монтажного провода надо связать с контуром настраиваемого умножителя. Для этого достаточно изолированный конец монтажного провода поднести к «горячему» выводу контура. В силу того, что в приставке отсутствуют селективные цепи, прием происходит одновременно на многих гармониках автогенератора. Разобраться в многообразии сигналов помогает то, что заранее известны частоты кварцевого генератора гетеродина и кварцевого генератора приставки. В приставке можно применить любой кварцевый резонатор с собственной частотой от 8 до 15 МГц.

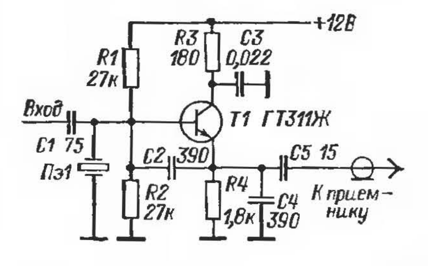


Рис. 25. Схема приставки к КВ приемнику для насройки гетеродинов трансвертеров.

В качестве примера рассмотрим процесс настройки контура *1L10 1С25* на 61,5 МГц. Пусть в приставке использован кварцевый резонатор на частоту 9620 кГц, а проверка кварцевого генератора трансвертера показала, что его частота составляет 20 504 кГц. В этом случае сигнал на выходе утроителя будет иметь частоту 61 512 кГц. Такой сигнал можно прослушивать, используя четвертую или пятую гармонику гетеродина приставки. В первом случае сигнал следует искать на частоте 61 512—9620·4=23 032 кГц. Во втором случае, который подходит для приемников, имеющих более узкий рабочий диапазон, сигнал надо искать на частоте 61 512—9620·5=13 412 кГц. Таким образом можно контролировать правильность настройки умножителей до частот 400—500 МГц.

В принципе, диапазон частот можно еще более расширить, если применить более высокочастотный транзистор и уменьшить емкость конденсаторов *С2*, *С4*. Правильность настройки умножителей можно также проверить с помощью резонансного волномера или в идеальном случае с помощью анализатора спектра.

Продолжим рассмотрение методики настройки гетеродина трансвертера 144/21 МГц. После того как подано необходимое возбуждение на базу транзистора *1Т7*, приступают к настройке контура *1L12 1С30* на частоту 123 МГц. Следующий за удвоителем каскад является усилителем на транзисторе *1Т8*, работающем в режиме класса А. По этой причине коллекторный ток транзистора *1Т8* слабо зависит от напряжения возбуждения и не может служить для индикации настройки контура удвоителя *1L12 1С30*. Поэтому настройку надо производить с помощью приемника или в простейшем случае с помощью высокочастотного пробника, подключаемого к тестеру. Схема пробника показана на рис. 26. Тестер следует переключить на наиболее чувствительный предел измерения постоянного тока. Степень связи пробника с контуром можно регулировать, передвигая точку подключения его к катушке или линии.

После того как контур *1L12 1С33* настроен на нужную частоту, переходят к настройке оконечного усилителя гетеродинного тракта, выполненного на транзисторе *1Т8*. Прежде всего подбором сопротивления резистора *1R20* необходимо установить коллекторный ток транзистора *1Т8* в пределах 7—8 мА. Подбор надо производить при отсутствии сигнала возбуждения. После этого на транзистор *1Т8* надо подать возбуждение и с помощью высокочастотного пробника настроить контур *1L13 1С34*. На этом настройка гетеродина заканчивается.

Настройку приемного тракта надо начинать с установки режимов транзисторов *1Т9* и *1Т10* по постоянному току. Подбором резисторов *1R22* и *1R26* следует установить коллекторные токи транзисторов в пределах 2—2,5 мА. После этого смеситель подключается ко входу коротковолнового приемника, настроенного на частоту 21,2 МГц, и контур *1L18 1С50 1С51 1С52* настраивается по максимуму шума.

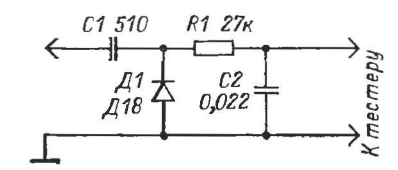


Рис. 26. Схема высокочастотного пробника.

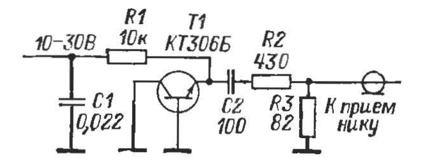


Рис. 27. Схема генератора шума.

После этого высокочастотный пробник надо по очереди подключить к контурам *1L17 1С45*, а затем к *1L16 1С43* и настроить полосовой фильтр по максимуму сигнала гетеродина. Затем, постепенно уменьшая емкость подстроечных конденсаторов, настроить полосовой фильтр по максимуму шума. Такая процедура регулировки гарантирует от настройки УВЧ на зеркальный канал. Входной контур *1L15 1С39* можно настроить только при наличии входного сигнала. Таким сигналом может, например, служить пятая гармоника передатчика диапазона 28—29.7 МГц. Для этого надо зашунтировать вход конвертера резистором 75 Ом и в качестве антенны подключить отрезок провода длиной 10—15 см. Можно также попытаться принять сигналы радиостанций двухметрового диапазона. Однако наиболее удобно воспользоваться шумовым источником сигнала, так как при этом на процесс настройки не влияет нестабильность частоты и уровня принимаемого сигнала. В качестве такого источника можно использовать ламповый шумовой диод типа 2Д2С. Основное достоинство данного источника заключается в том, что он генерирует шумы известной мощности, и поэтому его можно использовать для измерения коэффициента шума приемника К недостаткам можно отнести то, что максимальная интенсивность шума такого источника невелика (20—50 kT_0), к тому же чем больше интенсивность шума, тем больше температура катода и тем, следовательно, меньше срок службы диода.

По этой причине лучше поберечь шумовой диод для окончательной доводки приемника, а для предварительной настройки использовать, например, генератор шума на полупроводниковом диоде. Схема такого пробника показана на рис. 27. Источником шума является эмиттерный переход транзистора КТ306, работающего в режиме пробоя обратным напряжением. При этом интенсивность генерируемого шума составляет несколько сотен kT_0. Это позволяет для улучшения КСВ пробника добавить на его выход аттенюатор на резисторах *R2, R3* с коэффициентом ослабления 13 дБ. Пробник монтируется в небольшой коробочке, снабженной кабелем для подключения его ко входу приемника. При монтаже надо обратить особое внимание на минимальную длину выводов транзистора *Т1*, резисторов *R2, R3* и конденсатора *С2*. Это особенно важно, если пробник планируется использовать для настройки трансвертеров 432/21 и 1296/144 МГц. Хороший результат был получен при применении в пробнике германиевого СВЧ диода ГА402. Диод имеет меньшую емкость и индуктивность выводов, что особенно важно на высокочастотных диапазонах. Наладка проб-

ника сводится к установке тока через диод 1—3 мА. Для устойчивой работы желательно, чтобы напряжение источника питания в 2—3 раза превышало напряжение, при котором начинается пробой диода. Ток регулируется подбором сопротивления резистора *R1*. Конечно, список диодов и транзисторов, которые можно применить в данной схеме, не ограничивается приведенными типами. Каждый радиолюбитель может сам выбрать наилучший вариант.

С данным пробником можно легко настроить приемный тракт на максимальный коэффициент усиления. Для этого на выход основного приемника необходимо подключить тестер в режиме измерения переменного напряжения, а затем настройкой контуров и подбором межкаскадных связей добиться его максимальных показаний. Полосу пропускания приемного тракта трансвертера также легко определить по спаданию показаний тестера при расстройке основного приемника. Полоса в основном определяется параметрами фильтра *1L16 1C43 1L17 1C45*, а также нагруженной добротностью контура *1L18*. Полосу можно расширить, увеличивая емкость конденсатора *1C44* и уменьшая коэффициент деления емкостного делителя *1C51, 1C52*.

Окончательная настройка производится с помощью измерительного генератора шума. Методика такой настройки будет описана далее

Затем можно переходить к настройке передающего тракта. Сначала необходимо установить режимы транзисторов по постоянному току. Подбором резистора *1R10* напряжение на коллекторе транзистора *1T4* устанавливается равным +7 В, что соответствует току 10 мА. С помощью резистора *1R8* устанавливается режим транзистора *1T3*. Напряжение на коллекторе *1T3* должно быть равно +9 В (ток коллектора 20 мА). При регулировке начального тока предоконечного и оконечного транзисторов лучше измерять постоянное напряжение на коллекторе не относительно земли, а относительно плюсового провода. Падение напряжения на резисторе *1R4* должно равняться 4 В (100 мА), а на резисторе *1R1*—0,2 В (40 мА). После этого напряжение питания от транзисторов *1T1* и *1T2* необходимо временно отключить. Теперь можно приступить к настройке резонансных контуров. Первоначальная настройка производится в отсутствие сигнала с частотой 21 МГц. При этом резонансные контуры *1L8 1C15, 1L7 1C14, 1L6 1C10* настраиваются на частоту гетеродина, т. е. на частоту 123 МГц. Настройка осуществляется с помощью высокочастотного пробника, поочередно подключаемого к данным контурам. Затем на вход смесителя надо подать сигнал с частотой 21,2 МГц. Напряжение сигнала надо увеличивать до тех пор, пока не начнется заметное уменьшение коллекторного тока транзистора *1T4*. Одновременно проводится подстройка контура *1L14, 1C35, 1C37*. Напряжение сигнала гетеродина на выходе смесителя должно при этом несколько уменьшиться. После этого высокочастотный пробник надо слабо связать с резонатором *1L8* и, вращая подстроечный конденсатор *1C15* в сторону уменьшения емкости, найти ближайший максимум напряжения, соответствующий частоте 144,2 МГц. Затем на эту же частоту последовательно перестраиваются следующие два контура.

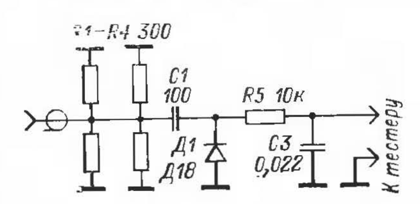


Рис. 28. Схема эквивалента антенны.

Теперь можно перейти к настройке двух последних каскадов передающего тракта. Перед этим во избежание выхода из строя транзистора *1T1* выход передающего тракта надо подключить к нагрузке, соответствующей волновому сопротивлению фидера. Такую нагрузку можно изготовить самостоятельно, соединив параллельно несколько двухваттных резисторов типа МЛТ. Это могут быть, например, четыре резистора по 300 Ом, если предполагается использовать фидер с волновым сопротивлением 75 Ом, или шесть резисторов по 300 Ом, если сопротивление фидера 50 Ом. Схема нагрузки показана на рис. 28. Нагрузка снабжена диодным детектором, позволяющим контролировать выходную мощность передатчика.

Нагрузочные резисторы и детектор помещаются в небольшую металлическую коробочку, снабженную высокочастотным разъемом. Резисторы *R1—R4* распо-

лагаются в виде звезды относительно разъема и должны иметь минимальную длину выводов. Если детектор снабдить собственным стрелочным индикатором, то мы получим автономный прибор — простейший измеритель мощности. При этом желательно ввести переключатель, изменяющий сопротивление резистора *R5*, а следовательно, и предел измерения мощности.

После того как нагрузка подключена к выходу передающего тракта и подано напряжение питания на последние два каскада, приступают к настройке контура *1L4 1C6*. Настройка производится по максимуму коллекторного тока транзистора *1T1*. Перед этим транзистор *1T1* надо максимально связать с нагрузкой, т. е. конденсатор *1C1* установить на максимум, а конденсатор *1C2* — на минимум. Коллекторный ток транзистора *1T1* может достигать 500 мА и более. Если напряжение возбуждения недостаточно, то полезно еще раз подстроить все предварительные каскады, а также несколько уменьшить емкости конденсаторов *1C5* и *1C7*. Настройка выходной цепи производится по максимуму показаний индикатора мощности. При этом надо учесть, что чем больше емкость конденсатора *1C2*, тем слабее связь с нагрузкой. При слабой связи и максимальном уровне возбуждения возможен переход транзистора в сильно перенапряженный режим, при котором возникает опасность выхода транзистора из строя. Поэтому таких режимов следует избегать.

Настройка трансвертера 432/21 МГц

Настройка трансвертера производится по методике, описанной в предыдущем параграфе. Сначала необходимо настроить кварцевый автогенератор, выполненный на транзисторе *2T6*, и при необходимости скорректировать его частоту Затем надо подобрать емкость конденсатора *2C25* так, чтобы напряжение на коллекторе транзистора *2T7* составило 5—6 В. Затем с помощью подстроечного конденсатора *2C29* необходимо настроить контур *2L12 2C29* на частоту 68,5 МГц. Настройка производится по максимуму коллекторного тока транзистора *2T8*. После этого перепайкой точки подключения конденсаторов *2C27* и *2C28* к катушке *2L12* надо установить постоянное напряжение на коллекторе транзистора *2T8* в пределах 5—6 В. Аналогично настраивается контур *2L13 2C32* на частоту 137 МГц. Возбуждение регулируется изменением точки подключения конденсатора *2C31* к катушке *2L13* так, чтобы постоянное напряжение на коллекторе транзистора *2T9* составило 6 В.

Контур *2L14 2C36* настраивается по максимуму коллекторного тока транзистора *2T10* на частоту 411 МГц. Перед этим для устранения возможной реакции коллекторной цепи транзистора *2T10* желательно заведомо рассроить контур *2L16 2C40*, например, путем максимального увеличения емкости конденсатора *2C40*. Дело в том, что при расстроенном контуре *2L17 2C42* не отбирается мощность от контура *2L16 2C40*. Добротность контура *2L16 2C40* значительно возрастает, а вместе с этим растет высокочастотное напряжение на коллекторе транзистора *2T10*. При этом возрастает реакция на базовую цепь, вызванная наличием внутренней отрицательной обратной связи, что приводит к значительному уменьшению входного сопротивления транзистора *2T10*. На практике это приводит к тому, что при настройке в резонанс контура *2L16 2C40* происходит резкий спад напряжения на контуре *2L14 2C36*. В результате этого напряжения может не хватить для установки режима диодного смесителя, выполненного на диоде *2Д1*.

Настройку приемного тракта следует начать с проверки режимов транзисторов *2T11* и *2T12*. Подбором сопротивления резисторов *2R29* и *2R33* надо добиться того, чтобы постоянное напряжение на коллекторах транзисторов равнялось 6 В. Затем к диодному смесителю подключается микроамперметр и производится подстройка контура *2L22 2C56* по максимуму показаний прибора. Автором был использован микроамперметр с током полного отклонения 50 мкА и внутренним сопротивлением 2000 Ом. Благодаря наличию шунтирующего резистора *2R36* чувствительность микроамперметра понижается примерно в 10 раз и составляет 0,5 мА. Конечно, при настройке можно использовать любой другой стрелочный прибор с током полного отклонения не более 0,5 мА, но при этом необходимо соответственно изменить сопротивление резистора *2R36*. Важно только помнить, что при отключенном приборе резистор *2R36* выпол-

няет роль сопротивления автосмещения и от его значения зависят режим работы и входное сопротивление диодного смесителя.

После того как контур *2L22 2C56* настроен на частоту 411 МГц, переходят к подбору связи между гетеродином и смесителем. Связь регулируется подгибанием или отгибанием проводника, идущего от контура *2L14 2C36*. Предварительную настройку можно считать законченной, если ток диода *2Д1* приблизительно равен 500 мкА. Далее надо повернуть подстроечный конденсатор *2C56* в сторону уменьшения емкости до тех пор, пока ток диода не уменьшится до 100 мкА. После этого выход приемного тракта можно подключить ко входу основного приемника, настроенного на частоту 21,2 МГц, и подстроить катушку *2L23* по максимуму шума.

Затем надо настроить двухконтурный фильтр *2L20 2C50—2L21 2C52* на частоту 432 МГц. Настройка также производится по максимуму шума. Одновременно можно подстроить контур *2L22 2C56*. Наладка приемного тракта заметно упростится, если на вход подключить шумовой пробник, описанный в предыдущем параграфе. При этом все контуры, включая входной контур *2L19 2C46*, настраиваются по максимуму напряжения шума на выходе основного приемника. После окончательной настройки контура *2L22 2C56* необходимо еще раз отрегулировать связь смесителя с гетеродином так, чтобы ток диода составил 100—150 мкА. При этом желательно еще раз убедиться, что не произошла случайная настройка на зеркальный канал. Максимальный шум должен появляться при уменьшении емкости конденсатора *2C56* относительно положения, при котором наблюдается максимум тока диода *2Д1*. Затем следует снять напряжение с шумового диода (пробник остается подключенным ко входу трансвертера) и оценить вклад в общие шумы первого каскада УВЧ. При замыкании на землю базы транзистора *2T11* должно происходить заметное снижение общего уровня шума. Это означает, что чувствительность приемника будет в основном определяться шумами первого каскада. Окончательная настройка производится с помощью измерительного генератора шума или по наилучшему соотношению сигнал/шум при приеме слабых сигналов.

Настройка передающего тракта начинается с подбора связи между линией *2L14* и базой транзистора *2T10*. Подбором места подключения конденсатора *2C37* следует установить ток транзистора *2T10* около 8—10 мА. Затем с помощью высокочастотного пробника настроить контуры *2L16 2C40—2L17 2C42*.

Далее на трансвертер надо подать напряжение +28 В и проверить начальные режимы транзисторов по постоянному току. При этом транзисторы *2T1—2T3* должны быть снабжены радиатором. Ток смесителя должен составлять 10 мА (напряжение на коллекторе транзистора *2T5*—9 В). Регулировка производится подбором резистора *2R13*. Затем подбором резистора *2R10* следует установить ток транзистора *2T4* 18 мА (напряжение на коллекторе 9 В) Подбором резистора *2R8* необходимо установить ток транзистора *2T3* равным 55 мА (18 В). Режим двух последних каскадов усилителя мощности лучше контролировать по падению напряжения на резисторах *2R1* и *2R4*. Начальный ток транзистора *2T2* должен составлять 30 мА (напряжение на резисторе *2R4*—0,9 В), а транзистора *2T1*—50 мА (напряжение на резисторе *2R1*—0,25 В).

После этого можно перейти к настройке контуров. Первоначальная настройка производится на частоту гетеродина 411 МГц с помощью пробника, поочередно подключаемого к линиям *2L10, 2L9* и *2L8*. Точку подключения пробника надо выбирать по возможности ближе к «холодному» концу линий.

Затем на вход передающего тракта трансвертера надо подать сигнал частотой 21,2 МГц и увеличивать его до тех пор, пока это не будет влиять на режим транзистора *2T5* по постоянному току. Сигнал гетеродина на выходе транзистора *2T4* должен при этом заметно уменьшиться. С помощью пробника, подключенного к линии *2L10*, необходимо найти максимум, соответствующий частоте 432,2 МГц. Это должен быть ближайший максимум в сторону уменьшения емкости конденсатора *2C17*. Аналогичным образом следует настроить следующие два контура. Далее можно перейти к цепи согласования между транзисторами *2T3* и *2T2*. Последовательно подстраивая конденсаторы *2C7* и *2C8*, надо добиться максимального увеличения тока транзистора *2T2*. При этом полезно учесть, что степень связи зависит от положения ротора конденсатора *2C8*, а конденсатор *2C7* служит для настройки согласующей цепи в резонанс. Даль-

нейшую настройку надо вести при подключенной к выходу передатчика нагрузке, так как в противном случае выходной транзистор может попасть в опасный перенапряженный режим. Недонапряженный режим, соответствующий низкому сопротивлению нагрузки, для транзистора *2T1* менее опасен, так как данный транзистор используется только на 50% его максимальных возможностей.

Далее следует подстроить конденсатор *2C5* по максимуму коллекторного тока транзистора *2T1*, а затем конденсаторы *2C1* и *2C2* по максимуму напряжения на нагрузке.

После этого полезно еще раз подстроить все контуры и проверить режимы транзисторов в режиме максимальной мощности. Режимы транзисторов *2T3*, *2T4*, *2T5* должны слабо зависеть от напряжения сигнала. Коллекторный ток транзистора *2T2* должен возрастать при увеличении сигнала до 150—170, а транзистора *2T1* до 280—320 мА.

Следует также убедиться, что выходная мощность плавно изменяется при регулировке амплитуды входного сигнала с частотой 21,2 МГц. Наличие скачков говорит о имеющейся регенерации или самовозбуждении какого-либо каскада. При этом настройку надо повторить еще раз, варьируя величину связи между каскадами.

Очень полезно просмотреть выходной сигнал на анализаторе спектра. Наибольшие неприятности доставляет составляющая спектра, совпадающая с частотой 19-й гармоники кварцевого автогенератора (433,83 Гц), а также составляющая, симметрично расположенная к данной помехе относительно частоты основного сигнала. Меры борьбы — рациональный монтаж первых каскадов гетеродина и передающего тракта. Еще лучше — это выбрать частоту кварцевого гетеродина таким образом, чтобы ни одна его гармоника не попадала в рабочий диапазон или в его ближайшую окрестность.

Настройка трансвертера 1296/144МГц

После настройки кварцевого автогенератора и коррекции его частоты переходят к отладке цепи умножителей. Подбором межкаскадных связей коллекторный ток транзисторов *3T8—3T10* надо установить около 6—8 мА. При этом контур *3L18 3C41* необходимо настроить на частоту 64 МГц, контур *3L19 3C45* на частоту 192 МГц, контуры *3L20 3C49*, *3L21 3C52*, *3L31 3C74* — на частоту 384 МГц.

Транзистор *3T11* служит промежуточной ступенью усиления сигнала гетеродина и работает в режиме класса А. По этой причине коллекторный ток транзистора слабо зависит от напряжения возбуждения и должен быть установлен с помощью резистора *3R33* от 10 до 15 мА.

Настройку последнего умножителя приемного тракта надо начать с отладки базовой цепи. Изменением волнового сопротивления линии *3L30* и емкостного шлейфа *3C72* следует установить максимальный ток транзистора *3T14*. Регулировку можно считать законченной, если этот ток достигает 8—12 мА. Далее можно переходить к настройке выходного двухконтурного фильтра гетеродинного тракта. Фильтр должен быть настроен на частоту 1152 МГц. Контроль осуществляется по току диодного смесителя *3Д5*. Для увеличения чувствительности полезно на время отключить шунтирующий резистор *3R41*, однако следует учесть, что при любых переключениях в цепи смесительного диода во избежание выхода его из строя необходимо замыкать катушку *3L25* на землю.

Настройку надо начинать при максимальной емкости связи *3C67*. Подстройка контуров осуществляется как подгибанием или отгибанием от платы емкостных шлейфов *3C66*, *3C68*, так и изменением волнового сопротивления линий *3L26* и *3L28*. Ток смесителя к тому же зависит от настройки контура *3L24 3C62*, который также надо подстроить по максимуму тока. Предварительную настройку можно закончить, если ток диода *3Д5* будет равен 200—300 мкА. Необходимо только убедиться, что в результате выделена третья гармоника входного сигнала и не произошла случайная настройка на вторую или четвертую гармонику. Проверку лучше всего произвести с помощью резонансного волномера или анализатора спектра. Однако это можно сделать и более простым, хотя и менее надежным способом. Для проверки необходимо подключить к линии *3L26* отрезок провода (монтажного или обмоточного) длиной 40—50 см. Конец про-

вода желательно подтянуть вверх от платы с помощью тонкой бечевки. Затем надо обхватить провод двумя пальцами и, двигая пальцы вверх и вниз, отметить точки, соответствующие максимальным или минимальным показаниям микроамперметра. Расстояние между двумя ближайшими максимумами или двумя ближайшими минимумами приблизительно равно половине длины волны. Для частоты 1152 МГц половина длины волны составит 13 см. Способ основан на наличии в проводе стоячей волны. При этом если пальцы попадают в узел напряжения, то их влияние минимально, а если в пучность, то влияние максимально. Точку подключения провода к линии надо выбирать ближе к «холодному» концу, для того чтобы не расстраивать контур.

Затем можно переходить к настройке УВЧ. Сначала надо установить коллекторный ток транзисторов *3T12* и *3T13* около 2—3 мА. Регулировка производится подбором сопротивлений резисторов *3R37* и *3R39*. Затем следует подключить выход приемного тракта к приемнику диапазона 144 МГц. Ко входу УВЧ надо подключить шумовой пробник. Настройка производится по максимуму шума изменением длины и волнового сопротивления емкостных шлейфов *3C59*, *3C62*, а также изменением волнового сопротивления самих линий *3L23* и *3L24*. На фотографии трансвертера, приведенной на рис. 21, видно, что емкостные шлейфы *3C59*, *3C62* вообще отсутствуют, однако для удобства наладки лучше укоротить линии на 5 мм и добавить емкостные шлейфы длиной 5—10 мм. Основная опасность заключается в возможности настройки УВЧ на зеркальный канал, т. е. на частоту 1008 МГц. Для проверки правильности настройки можно увеличить емкость конденсатора *3C62*. При этом ток диода *3Д5* должен увеличиваться, а шумы уменьшаться. Однако надежнее проверить правильность настройки с помощью генератора, перекрывающего необходимый диапазон частот, или с помощью измерителя частотных характеристик. Таким образом можно оценить степень подавления зеркального канала и при необходимости скорректировать ее регулировкой связи транзисторов *3T12* и *3T13* с контуром *3L23 3C59*.

Дальнейшую доводку приемного тракта все же удобнее производить с помощью шумового пробника. При этом полезно еще раз подрегулировать выходной фильтр гетеродина так, чтобы ток смесительного диода составил 100—150 мкА. Затем, сжимая и разжимая витки катушки *3L25*, следует настроить по максимуму шума на выходе приемника выходную цепь смесителя. Можно также попробовать изменить ток транзистора *3T13* от 1 до 4 мА. Настройка входной цепи сводится к подбору емкости конденсатора *3C55*, однако надо учесть, что емкость этого конденсатора некритична.

Настройку можно считать оконченной, если первый каскад УВЧ дает ощутимую прибавку шумов. Это можно проверить замыканием базы транзистора *3T12* на землю (при обесточенном шумовом диоде).

Далее можно переходить к налаживанию передающего тракта. Прежде всего надо отрегулировать начальные токи транзисторов. При отсутствии возбуждения коллекторный ток транзистора *3T6* должен равняться 60, транзистора *3T5*—40, транзисторов *3T1*, *3T2*, *3T3* — по 20 мА.

После этого можно переходить к оконечному усилителю гетеродина. Подстройкой конденсатора *3C33* надо добиться максимальных показаний вольтметра, включенного параллельно резистору *3R18*. Затем с помощью конденсатора *3C32* следует настроить согласующую цепь по максимуму тока транзистора *3T5*. Аналогично с помощью конденсатора *3C26* надо настроиться на максимальный ток транзистора *3T4*. Для регулировки выходной цепи транзистора *3T4* необходимо параллельно резистору *3R11* подключить микроамперметр с током полного отклонения 50 мкА и внутренним сопротивлением 2000 Ом. Можно, конечно, воспользоваться любым другим прибором с током полного отклонения до 0,5—1,0 мА. При этом надо подобрать сопротивление резистора *3R11* или вовсе исключить его из схемы с таким расчетом, чтобы максимальное отклонение прибора соответствовало постоянному напряжению автосмещения на варакторном диоде *3Д4* 40—60 В. Далее регулировкой конденсаторов *3C23*, *3C24* надо добиться, чтобы это напряжение достигло максимального значения (30—40 В). Коллекторный ток транзистора *3T4* должен составлять 170, транзистора *3T5*—100, а транзистора *3T6*—80 мА.

Следующим этапом надо переходить к налаживанию варакторного умножителя — преобразователя. Этот наиболее сложный и ответственный этап настрой-

ки удобнее всего выполнить с помощью анализатора спектра. Как минимум нужно иметь резонансный волномер, перекрывающий диапазон 1100—1300 МГц. Дело в том, что в отличие от обычного диодного смесителя параметрический преобразователь при некоторых условиях склонен к параметрическому самовозбуждению. Опасность такого самовозбуждения тем больше, чем больше мощность генератора накачки (в данном случае гетеродина) и чем больше мощность, которую предполагается получить на выходе преобразователя.

Анализатор спектра позволяет оперативно оценивать состав выходного сигнала и тем самым облегчает настройку. Резонансный волномер, являющийся анализатором спектра с механической перестройкой, также позволяет настроить преобразователь, хотя и с меньшей надежностью. Сначала на вход преобразователя надо подать сигнал с частотой 144 МГц, подстроить входной контур конденсатором *3С22* и увеличить этот сигнал до значения, при котором постоянное напряжение на диоде *3Д4* изменится примерно на 10%. После этого с помощью отрезка кабеля к линии *3L10* (ближе к «холодному» концу) надо подключить волномер, настроенный на частоту 1296 МГц. Изменением емкости конденсаторов *3С18* и *3С19* надо добиться максимальных показаний волномера. Одновременно надо подстроить конденсаторы *3С23* и *3С24*. Как показала практика, преобразователь более устойчив, если конденсатор *3С23* несколько расстроить относительно максимума в сторону большей емкости. Затем надо переключить волномер к линии *3L9* и настроить его на частоту 1296 МГц с помощью конденсатора *3С16*.

Дальнейшую настройку лучше производить непосредственно по току коллектора транзистора *3Т3*. Для этого надо сначала подстроить базовую цепь транзистора с помощью конденсатора *3С14*. Затем надо повторить процедуру настройки, подбирая также емкости связи *3С15, 3С17, 3С19* и амплитуду сигнала с частотой 144 МГц.

После того, как получено максимальное значение тока транзистора *3Т3*, надо проверить спектр выходного сигнала преобразователя. Одним из признаков неправильной работы является расщепление спектра выходного сигнала на несколько составляющих, разнесенных по частоте на 10—20 МГц. У нормально работающего преобразователя должна быть линейная зависимость выходной мощности от напряжения сигнала с частотой 144 МГц. Если в такой зависимости есть скачки, то это указывает на наличие паразитной генерации.

На мощность выходного сигнала и на устойчивость преобразователя также влияет настройка ненагруженного резонатора *3L13 3С20*. Этот резонатор надо настроить на частоту 912 МГц. Регулировку можно осуществить с помощью волномера, слабо связанного с линией *3L13*, или просто по максимуму выходного сигнала.

После того, как выполнен весь цикл настройки, коллекторный ток транзистора *3Т3* должен достичь значения 180—200 мА. Следует заметить, что этот ток зависит также от настройки коллекторной цепи транзистора *3Т3*. При настройке коллекторной цепи в резонанс происходит заметное уменьшение тока, вызванное наличием внутренней отрицательной обратной связи. Поэтому окончательное измерение тока транзистора *3Т3* надо сделать после того, как будет настроен весь передающий тракт. Ток должен быть равен 150—170 мА.

Регулировку межкаскадной связи между предоконечным и оконечным каскадами надо контролировать по току транзисторов *3Т1* и *3Т2*. Последовательно подстраивая конденсаторы *3С11*, *3С6* и *3С7*, необходимо добиться максимальной мощности, подводимой к выходному каскаду. Как уже указывалось, конденсатор *3С11* входит в П-образный контур, в который также входят индуктивность выводов конденсатора *3С12*, индуктивность вывода транзистора и емкость коллекторного перехода. Поэтому степень нагрузки предоконечного каскада следует регулировать, изменяя одновременно как емкость *3С12*, так и параметры индуктивной ветви П-контура. Индуктивность можно изменять, передвигая вывод конденсатора *3С12* по коллекторному выводу транзистора *3Т3*. В описываемой конструкции оптимальная связь была получена при длине выводов конденсатора *3С12* типа КМ около 1,5 мм и точке подпайки к коллекторному выводу, отстоящей на 1 мм от корпуса транзистора. Длина базовых выводов транзисторов *3Т1* и *3Т2* также влияет на входное сопротивление в точках подключения линий *3L5* и *3L6*. В описываемом экземпляре трансвертера

длина базовых выводов равна 5 мм. Изменением параметров базовых цепей, а также изменением волнового сопротивления четвертьволновых линий *3L5* и *3L6* надо добиться равенства токов, протекающих через транзисторы *3T1* и *3T2*.

Для настройки оконечного каскада к выходу трансвертера надо подключить измеритель мощности, в качестве которого можно использовать нагрузку. Для уменьшения КСВ нагрузку лучше подключить к трансвертеру через отрезок кабеля с затуханием 4—6 дБ. Может также понадобиться заменить детекторный диод на более высокочастотный. Для более удобного подключения нагрузки к выходу трансвертера применен отрезок линии, аналогичный линиям *3L5* и *3L6*.

Настройка производится по максимуму мощности в нагрузке изменением емкости конденсатора *3C1* и индуктивностей выводов конденсаторов *3C2, 3C3*. Ориентировочная длина выводов — 2 мм. Длина коллекторных выводов также около 2 мм.

В конечном итоге были получены следующие результаты. Мощность в нагрузке 3 Вт при суммарном коллекторном токе транзисторов *3T1, 3T2*—350 мА. Столь низкий коэффициент полезного действия выходного каскада (28% при типовом значении 35%) объясняется, в частности, тем, что выходные транзисторы работают в линейном режиме усиления, с открывающим смещением.

Настройка основного блока 21 МГц

Настройку основного блока надо начинать с УНЧ. Прежде всего подбором резистора *4R10* следует установить начальный ток транзисторов *4T4, 4T5* в пределах 8—10 мА. После этого подбором резистора *4R2* надо установить напряжение на эмиттере транзистора *4T2* относительно земли 9—10 В. Как правило, на этом настройка УНЧ заканчивается. Далее надо настроить гетеродин, выполненный на транзисторе *4T6*. Подбором конденсаторов *4C16* и *4C17* надо добиться, чтобы при вращении оси потенциометра *R5* частота генератора менялась от 10,5 до 10,6 МГц. Следующим этапом надо подбором резистора *4R19* установить ток транзистора *4T7* 6—8 мА и настроить контур *4L8 4C25* на частоту 10,55 МГц. Правильность настройки можно проконтролировать с помощью КВ приемника. После этого к выходу УНЧ надо подключить головные телефоны и подстроить контур *4L1 4C2* по максимальной громкости сигнала измерительного генератора или сигналов радиостанций диапазона 21 МГц. На этом настройка приемного тракта заканчивается.

Настройку передающего тракта надо начинать с проверки уровня возбуждения транзистора *4T8*. При нажатии телеграфного ключа, т. е. при замыкании гнезда *Гн8* на землю, коллекторный ток транзистора должен возрастать от нуля до 5—8 мА (резистор *R1* должен быть установлен в положение максимальной мощности). Далее с помощью КВ приемника надо настроить контур *4L12 4C33* на частоту 21 МГц. Как правило, при этом на выходе передающего тракта получается уровень сигнала, достаточный для возбуждения любого из трансвертеров 144/21 и 432/21 МГц.

Измерение чувствительности приемника

Чувствительность приемного устройства — это один из самых главных параметров, определяющих потенциальные возможности всей радиостанции в целом. Поэтому представляют больший интерес объективные методы определения и сравнения чувствительности различных приемников.

Самый доступный, а поэтому и самый распространенный способ определения качества приемника — это прослушивание сигналов в эфире. Очевидно, что точность подобных оценок крайне мала, так как уровень сигнала удаленной радиостанции может изменяться в десятки и даже в сотни раз. В случае, если надо сравнить два приемника или подстроить приемник по наилучшему отношению сигнал/шум, удобнее пользоваться источником сигнала, расположенным в пределах прямой видимости. В этом случае можно пренебречь зависимостью сигнала от условий прохождения радиоволны. Подобный маяк можно изготовить самому и расположить его на крыше ближайшего дома, на расстоянии 100—500 м от радиостанции. Мощность маяка должна быть такой, чтобы сигнал

от него только в несколько раз превышал уровень шумов приемника. Тогда путем вращения антенны можно всегда подобрать необходимый уровень сигнала. Кроме того, такой источник полезен для постоянного контроля состояния не только приемника, но и антенно-фидерной системы. По маяку также можно проверить, не сбилась ли градуировка указателя поворота антенны, и оценить общую помеховую обстановку в эфире. В силу того, что требуемая мощность маяка очень мала (доли микроватта), его можно сделать достаточно экономичным и в течение длительного времени питать от сухих батарей.

Один из возможных вариантов подобного генератора показан на рис. 29. Генератор выполнен на полевом транзисторе и предназначен для диапазона 144—146 МГц. Вместо кварцевого резонатора на частоту 12 МГц можно также применить резонаторы на любую субгармонику частоты 144 МГц. При этом может потребоваться некоторая коррекция емкости конденсаторов *C1* и *C2*. Конструкция полосового фильтра *L1 C4—L2 C6* такая же, как в трансвертере 144/21 МГц. Регулировка сводится к подбору режима с помощью резистора *R2* и настройке полосового фильтра по максимуму сигнала. Генератор следует поместить в небольшую, герметически закрываемую или запаиваемую коробочку, снабженную дипольной антенной. Одна половина диполя присоединяется к проходному изолятору, а вторая — к корпусу генератора.

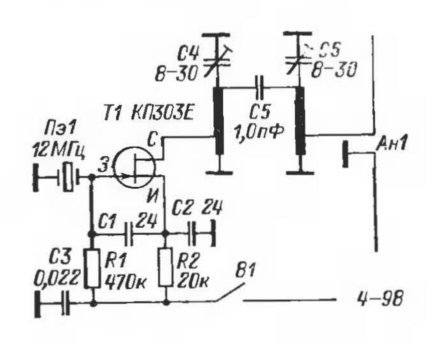


Рис. 29. Схема контрольного маячка диапазона 144 МГц.

Уровень сигнала надо подбирать перепайкой отводов на линиях *L1* и *L2* и уменьшением размера антенны. Генератор потребляет ток не более 0,3 мА, поэтому двух батареек от карманного фонаря хватает для непрерывной работы в течение 3 мес. и более.

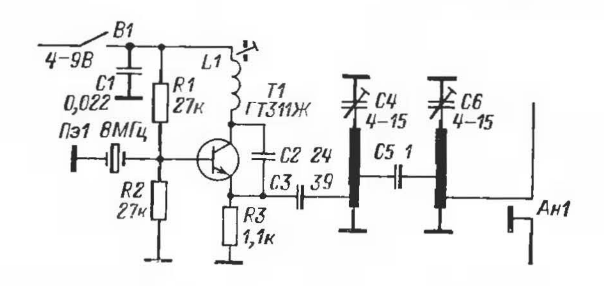


Рис. 30. Схема контрольного маячка диапазона 432 МГц.

На рис. 30 показан генератор для диапазона 430—440 МГц. Схема генератора аналогична схемам, примененным в гетеродинах трансвертеров. Поэтому можно воспользоваться описанной ранее методикой настройки. Генератор работает на третьей механической гармонике кварцевого резонатора *Пэ1*. Сигнал с частотой 432 МГц выделяется с помощью полосового фильтра, конструкция которого взята из трансвертера 432/21 МГц.

Аналогично может быть изготовлен генератор для диапазона 1296 МГц. Для этого надо использовать соответствующий выходной фильтр и применить более высокочастотный транзистор. Применение подобных вспомогательных источников сигнала позволяет достаточно объективно сравнить чувствительность двух приемников, однако в конечном счете каждого радиолюбителя интересует не относительная, а абсолютная оценка качества имеющегося приемника. Как уже указывалось, наиболее универсальным параметром, позволяющим характеризовать чувствительность приемника, является коэффициент шума. Для измерения коэффициента шума необходимо иметь калиброванный источник шумового сигнала. В качестве такого источника нашел широкое применение ламповый диод, работающий в режиме насыщения анодного тока.

Промышленностью выпускается специальный диод типа 2Д2С, пригодный для шумовых измерений в диапазоне до нескольких сотен мегагерц. Основное достоинство подобного источника заключается в том, что имеется однозначная зависимость между интенсивностью генерируемого шума и анодным током диода. Эта зависимость описывается простым выражением:

$$N=20{,}5 I_0 R k T_0,$$

где N — мощность шума на единицу полосы пропускания, Вт/Гц; I_0 — анодный ток, А; R — сопротивление нагрузки, Ом; k — постоянная Больцмана; T_0 — температура окружающей среды (произведение kT_0 равно мощности тепловых шумов активного сопротивления, нагретого до температуры T_0); $1\ kT_0=4\cdot 10^{-21}$ Вт/Гц; 20,5 — коэффициент, имеющий размерность 1/В.

Обычно при шумовых измерениях в качестве единицы используется $1\ kT_0$. Интенсивность шума в таких единицах для сопротивления нагрузки шумового диода 75 Ом описывается простым соотношением: $F=1{,}5I\,[kT_0]$, где I — ток в миллиамперах. Аналогично для сопротивления нагрузки 50 Ом: $F=I[kT_0]$.

Видно, что миллиамперметр, измеряющий анодный ток шумового диода, может быть отградуирован непосредственно в единицах kT_0.

Чувствительность приемника измеряется с помощью шумового генератора следующим образом. Генератор подключают ко входу приемника и с помощью ручной регулировки усиления устанавливают некоторый уровень шума на выходе УНЧ. Приемник должен работать в режиме приема телеграфных или SSB сигналов при отключенной АРУ. Если в приемнике есть регулировка полосы пропускания, то ее надо поставить в положение максимальной полосы. Индикатором выхода может служить тестер или любой другой прибор, предназначенный для измерения переменного напряжения.

Если в приемнике отсутствует режим приема телеграфных сигналов, то вольтметр надо подключить к выходу УПЧ.

После того как на индикаторе выхода установлен некоторый уровень шума, включают питание шумового диода и подбирают такой анодный ток, при котором произойдет удвоение мощности выходного сигнала (показания вольтметра должны увеличиться в 1,41 раза). Это будет означать, что неизвестная мощность шумов, приведенная ко входу приемника, сравнивается с известной мощностью шумового генератора. При этом полезно помнить, что мощность шумов, приведенная ко входу, в данном случае складывается из собственных шумов приемника и тепловых шумов, которые генерируют активное сопротивление, входящее в состав диодного генератора. Таким образом, даже в идеальном приемнике, в котором собственные шумы вообще отсутствуют, мощность шумов, приведенная к входу, в данном случае равна $1\ kT_0$. Если же надо оценить собственные шумы приемника, то из полученной в результате измерений цифры надо отнять единицу. Например, у приемника, имеющего коэффициент шума 1,8, собственная мощность шумов составляет $0{,}8\ kT_0$.

Описанную ранее методику измерений можно несколько усовершенствовать. Дело в том, что на практике неудобно отслеживать по стрелочному прибору увеличение напряжения в 1,41 раза. При этом или каждый раз надо рассчитывать значение, которое надо получить при включении генератора, или каждый раз устанавливать начальное напряжение на заранее нанесенную на шкале риску. Значительно удобнее ввести в измерительную цепь делитель, подключаемый одновременно с подачей анодного напряжения на шумовой диод. Делитель надо настроить таким образом, чтобы при его подключении напряжение, поступающее на индикатор выхода, уменьшалось в 1,41 раза. При включении генератора это уменьшение компенсируется соответствующим увеличением шума приемника.

Схема измерителя коэффициента шума показана на рис. 31. Измеритель состоит из шумового генератора, измерительной схемы и блока питания. Прибор работает следующим образом. В начальный момент, когда кнопка *Кн1* отжата, контакт *Р1/1* разомкнут и питание на диод *Л1* не поступает. Шумовой сигнал с выхода приемника поступает на гнездо *Ш1* и далее через эмиттерные повторители (*Т1*, *Т2*) и выпрямитель (*Д12—Д15*) на стрелочный индикатор *ИП2*. При нажатой кнопке включается реле *Р1* и на диод *Л1* поступает анодное напряжение 120—150 В. Ток диода можно регулировать переменным резисто-

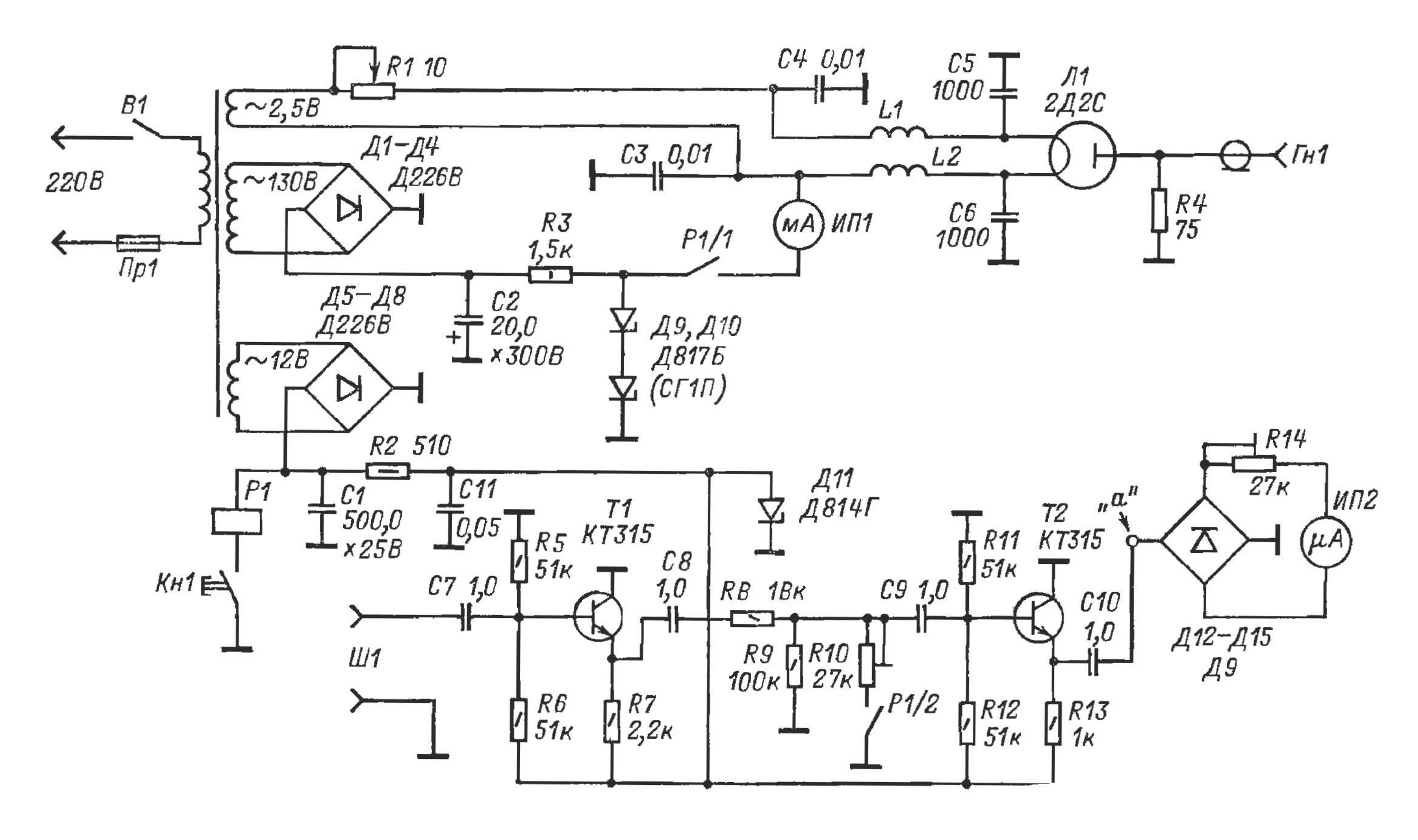


Рис. 31. Схема измерителя коэффициенга шума.

ром *R1*. Одновременно с этим контакт *Р1/2* подключает нижнее плечо делителя напряжения, который обеспечивает ослабление шумового сигнала на 3 дБ.

Настройка прибора сводится к регулировке делителя с помощью подстроечного резистора *R10*. Для этого на гнездо *Ш1* надо подать синусоидальный сигнал и по вольтметру, подключенному к точке *а*, добиться, чтобы при нажатии кнопки выходное напряжение уменьшалось в 1,41 раза. Конструкция измерителя не имеет особенностей. Важно только обеспечить минимальную длину выводов резистора *R4* и конденсаторов *С5* и *С6*. При этом во избежание внешних наводок желательно снабдить диод *Л1* отдельным экраном.

Дроссели *L1* и *L2* имеют по 20 витков провода ПЭВ2-0,64. Диаметр каркаса 4—5 мм. Прибор *ИП1* — миллиамперметр со шкалой 5—10 мА, *ИП2* — микроамперметр 50—200 мкА. Реле *Р1* типа РЭС-9. Вместо диодов *Д9*, *Д10* можно применить газоразрядный стабилитрон СГ1П.

Процедура измерения коэффициента шума данным прибором очень проста. Нажимая и отжимая кнопку *Кн1*, надо с помощью резистора *R1* добиться неизменных показаний стрелочного индикатора *ИП2*. Коэффициент шума отсчитывается по миллиамперметру *ИП1*. С помощью прибора можно легко найти оптимальное положение элементов настройки входной цепи приемника. Для этого надо нажимать кнопку *Кн1* с периодичностью 0,5—1 с и, подстраивая входную цепь, следить по индикатору *ИП2* за изменением коэффициента шума. Прибор пригоден для абсолютных измерений коэффициента шума в КВ диапазонах, а также в диапазонах 144 и 432 МГц. В диапазоне 1296 МГц шумовой генератор дает большую погрешность и годится только для относительных измерений.

АНТЕННЫ И АНТЕННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Эффективность антенны однозначно связана с ее геометрическими размерами. По этой причине антенна — это единственное устройство, входящее в состав радиостанции, которого не коснулся процесс миниатюризации радиоаппаратуры.

Изготовление и установка антенны — достаточно сложное и трудоемкое дело, тем более, что при этом приходится решать вопросы прочности и жесткости механических конструкций. Тем не менее повышение эффективности антенны — это единственный, не имеющий ограничений путь увеличения энергетического потенциала радиостанции.

Любую антенну можно представить в виде эквивалентной площадки, стоящей на пути распространения радиоволн. Чем больше ее площадь, тем больше коэффициент усиления антенны:

$$G=4\pi S/\lambda^2,$$

где G — усиление антенны по отношению к изотропному излучателю; S — эквивалентная площадь, м²; λ — длина волны, м.

С точки зрения энергетики неважно, какую форму будет иметь эквивалентная площадка: будет ли она круглая, квадратная или будет иметь форму вытянутого прямоугольника. В любом случае при равной площади будет равный коэффициент усиления. Другое дело — диаграмма направленности; на нее форма эквивалентной площадки оказывает самое непосредственное влияние. Так, ширина главного лепестка диаграммы направленности может быть связана с линейными размерами площадки следующим приближенным выражением:

$$\Delta\theta\approx 50\,\lambda/l,$$

$\Delta\theta$ — ширина главного лепестка по уровню —3 дБ; град; λ — длина волны, м; l — линейный размер эквивалентной площадки в плоскости измерения диаграммы направленности, м.

Эта же формула, переписанная в другом виде, позволяет по известной диаграмме направленности оценить размеры эквивалентной площадки: $l=50\,\lambda/\Delta\theta$.

Пусть, например, испытания антенны диапазона 432 МГц показали, что ширина диаграммы направленности равна 25° в горизонтальной плоскости и 20° в вертикальной плоскости. Легко определить, что эквивалентная площадка будет иметь размер 1,4 м по горизонтали и 1,75 м по вертикали.

Такие оценки очень удобны, если предполагается увеличивать коэффициент усиления за счет соединения нескольких антенн в антенную решетку. Так, для рассмотренного примера расстояние между соседними этажами решетки должно равняться 1,75 м, а между соседними рядами — 1,4 м. При меньших расстояниях эквивалентные площадки будут взаимно перекрываться и общий коэффициент усиления будет меньше суммы коэффициентов усиления всех антенн. При больших расстояниях появятся зазоры между отдельными площадками. В результате общее усиление возрастать не будет, зато будут неоправданно увеличиваться габариты антенны. При этом в главном лепестке диаграммы направленности появляются провалы, разбивающие его на несколько составляющих. И хотя наличие таких провалов иногда может принести пользу (например, если необходимо отстроиться от помехи, азимут которой мало отличается от азимута корреспондента), в большинстве случаев подобная диаграмма направленности затрудняет работу в эфире.

Возвращаясь еще раз к вопросу об усилении антенны, надо отметить, что в общем случае коэффициент усиления является произведением коэффициента направленного действия и коэффициента полезного действия антенны:

$$G=K\eta,$$

где K — к.н.д. антенны; η — к.п.д. антенны. Это значит, что недостаточно сделать антенну большой площади, надо еще суметь всю энергию, падающую на данную площадь, с минимальными потерями доставить к потребителю данной энергии, т. е. ко входу приемника. (Здесь и в дальнейшем будем использовать справедливый для антенн «принцип взаимности», который указывает на эквивалентность параметров антенны в режиме приема и передачи. Скажем, диаграмма направленности или к.п.д. не зависят от того, используется антенна для приема или передачи. Это позволяет каждый раз выбирать наиболее удобный для рассуждений режим работы антенны.)

Излучение электромагнитной энергии связано с протеканием высокочастотного тока, поэтому потери в самой антенне определяются омическими потерями в металлических элементах. Большое влияние на коэффициент полезного действия антенно-фидерного тракта оказывают потери в кабельных линиях, которые надо обязательно учитывать при оценке энергетического потенциала радиостанции. При этом полезно помнить, что антенно-фидерный тракт используется как для приема, так и для передачи и, следовательно, потери в фидере дважды войдут в окончательный результат.

В таблице приведены краткие сведения о некоторых высокочастотных кабелях, которые находят применение в радиолюбительской практике. Из таблицы видно, что с ростом частоты потери в фидере быстро возрастают. Так, например, 20-метровый отрезок кабеля типа РК-75-4-11 (старое название РК-1) ослабляет проходящий по нему сигнал на частоте 144 МГц в 2,1 раза (3,2 дБ), на частоте 432 МГц — в 3,4 раза (5,4 дБ), а на частоте 1296 МГц — в 13 раз (11,2 дБ). Видно, что на высокочастотных диапазонах потери возрастают до недопустимых значений. К тому же здесь приведены данные для случая, когда отсутствуют отражения на концах линии, т. е. для случая работы на согласованную нагрузку. Если же сопротивление нагрузки отличается от волнового сопротивления кабеля, то часть энергии отражается от конца кабеля и движется в обратном направлении. Эта отраженная часть энергии может возвратиться в нагрузку только после того, как она пройдет двойной путь от нагрузки к генератору и обратно от генератора к нагрузке. Если потери в фидере малы, то такие многократные переотражения вполне допустимы.

Такой режим «настроенного фидера», в частности, применяется в некоторых типах многодиапазонных КВ антенн. На УКВ, где потери в фидере резко возрастают, можно считать, что отраженная от нагрузки часть энергии практически полностью пропадает. Дело обстоит, однако, не столь плохо, как это может показаться на первый взгляд. Для того, чтобы оценить потери на рассогласование, запишем к.с.в. как функцию коэффициента отражения:

$$\text{к.с.в.}=(1+\Gamma)/(1-\Gamma);$$

здесь Г — коэффициент отражения; $Г = \frac{U_{отр}}{U_{пад}} = \sqrt{\frac{P_{отр}}{P_{пад}}}$ отсюда легко получить выражение для расчета величины потерь:

$$L,\ \% = \frac{P_{отр}}{P_{пад}},\ \% = \left(\frac{к.с.в. - 1}{к.с.в. + 1}\right)^2 \cdot 100.$$

Марка кабеля	Число жил и их диаметр, мм	Внутренний диаметр оплетки, мм	Диаметр по оболочке, мм	Диэлектрик и коэффициент укорочения, k	Погонное затухание, дБ/м			Масса, г/м
					144 МГц	432 МГц	1296 МГц	
Волновое сопротивление 50 Ом								
РК50-2-11	1×0,67	2,2	4,0	Полиэтилен, $k = 1,52$	0,25	0,45	—	21,4
РК50-7-11	7×0,76	7,2	10,3	фторопласт, $k = 1,42$	0,13	0,23	0,45	134
РК50-7-22	7×0,83	7,3	9,0		0,08	0,18	0,35	200
Волновое сопротивление 75 Ом								
РК75-4-11	1×0,72	4,6	7,3	Полиэтилен, $k = 1,52$	0,16	0,27	0,56	63
РК75-7-11	1×1,13	7,2	9,5		0,1	0,2	0,42	104
РК75-7-12	7×0,4	7,2	10,3		0,11	0,22	0,45	116
РК75-9-12	1×1,35	9,0	12,2		0,08	0,16	0,32	189
РК75-9-13	1×1,35	9,0	12,2		0,08	0,16	0,32	172
РК75-13-11	1×1,95	13,0	16,6		0,04	0,08	0,17	303
РК75-9-11	1×2,24	9,0	12,2	Полиэтилен + воздух	0,04	0,08	0,16	—

Это выражение в графическом виде показано на рис. 32. Видно, что даже при к.с.в.=3 потери достигают всего 25%. Если же потери в самом фидере не очень велики, то за счет частичного возврата отраженной энергии потери на отражение будут еще меньше. Так, для случая потерь в фидере 2 дБ потери на отражения при к.с.в.=3 уменьшается с 25 до 20%. Видно, что нет смысла стремиться к к.с.в.=1,1 или даже 1,01, как это дается в описании некоторых радиолюбительских антенн. Так, при к.с.в.=1,5 потери на отражение даже в худшем случае составят всего 4%. Отсюда же следует, что без особых потерь можно питать антенну со входным сопротивлением 50 Ом с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом, так как при этом к.с.в. будет равняться 1,5.

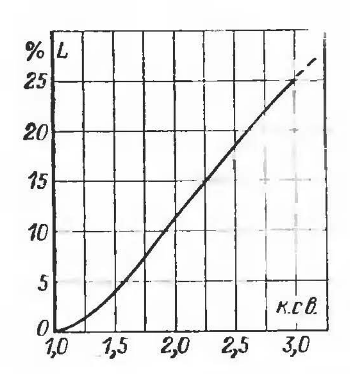


Рис. 32. Зависимость потерь на отражение от к. с. в.

Рассмотрим теперь особенности, присущие антенно-фидерной системе в режиме приема. В этом режиме существенную роль начинают играть шумовые свойства антенны. По этой причине для приемной антенны часто вводят понятие шумовой температуры. Если, например, шумовая температура антенны равна 200° К, то это значит, что антенна генерирует такие же шумы, какие генерировало бы активное сопротивление, нагретое до температуры 200° К. Шумы антенны складываются из внешних и внутренних. Внешние шумы — это тот источник помех, который принципиально ограничивает возможности приема сла-

бых сигналов. При антенне, направленной на горизонт, это прежде всего тепловые шумы земной поверхности, различного рода индустриальные помехи, а также шумы космического происхождения. Внутренние шумы определяются наличием потерь в антенне и фидере. Как и всякое активное сопротивление, сопротивление потерь генерирует тепловой шум. По этой причине чувствительность приемника ухудшается не только за счет того, что происходит затухание полученного полезного сигнала в фидере, а также за счет того, что фидер генерирует дополнительные шумы. Оба эти фактора учтены в простой формуле для аттенюатора, нагретого до температуры окружающей среды. Коэффициент шума приемника с учетом потерь в фидере равен:

$$F_{общ} = LF_{пр},$$

где $F_{общ}$ — результирующий коэффициент шума; L — ослабление в фидере или в любом другом пассивном четырехполюснике; $F_{пр}$ — собственный коэффициент шума приемника.

Таким образом, зная коэффицнент шума приемника и рассчитав с помощью таблицы затухание в фидере, можно легко определить результирующий коэффициент шума приемника со стороны зажимов антенны. Можно также решить обратную задачу, т. е., измерив коэффициент шума с фидером и без фидера, определить потери в кабеле. Это более надежный путь, так как в силу различных причин реальные потери в кабеле могут значительно отличаться от табличных.

Видно, что потери в фидере оказывают существенное влияние на потенциальные возможности радиостанции. В результате могут быть сведены на нет усилия, затраченные на изготовление большой и сложной антенны. И если в режиме передачи еще можно как-то компенсировать потери в фидере за счет увеличения мощности, то в режиме приема потери носят необратимый характер. Разрешить данную проблему помогают антенные предусилители, расположенные в непосредственной близости от антенны.

Вопрос о необходимости применения такого усилителя надо решать в каждом конкретном случае, сравнивая внешние шумы антенны и внутренние шумы приемника. Для того, чтобы обеспечивать нормальный режим работы входной цепи приемника, вместо антенны надо подключать резистор, сопротивление которого равно волновому сопротивлению фидера. Если даже в самые благоприятные ночные часы шумы антенны заметно (в 2 раза и более) превышает шумы резистора, применять антенный усилитель не следует. Более того, лишний каскад усиления сделает приемник более уязвимым по отношению к помехам от близких радиостанций.

Для того, чтобы подключать предусилитель в режиме приема, нужно иметь два высокочастотных реле или одно реле и отдельный фидер, соединяющий выход предусилителя со входом приемника.

Схемы антенных предусилителей можно позаимствовать из схем трансвертеров соответствующих диапазонов. Для примера на рис. 33, *а* показана схема антенного усилителя для диапазона 144 МГц, а на рис. 33, *б* — для диапазона 432 МГц. Методика настройки предусилителей не отличается от методики настройки соответствующих каскадов трансвертеров.

В случае, если антенные реле не обеспечивают достаточной развязки, возникает задача защиты предусилителя от сигнала передатчика. В качестве одной из мер защиты в базовую цепь транзисторов включены диоды *Д1*. При настройке надо обязательно проверить, не ухудшает ли подключение защитного диода коэффициент шума предусилителя. Проблемы защиты полностью отпадают, если в качестве предусилителя использовать мощный многоэмиттерный транзистор КТ610 или КТ911. Схема такого предусилителя, предназначенного для диапазона 144 МГц, показана на рис. 34. Катушка *L1* содержит два витка посеребренного провода диаметром 1,0 мм. Диаметр оправки — 10 мм. Настройку усилителя надо начинать с установки режима транзистора по постоянному току. Подбором резистора *R1* надо добиться, чтобы коллекторный ток транзистора составил 15—25 мА. Далее предусилитель через отрезок кабеля нужной длины надо подключить ко входу приемника и настроить с помощью конденсаторов *C1*, *C2* на наилучшее значение коэффициента шума.

Предусилитель имеет следующие характеристики: коэффициент усиления около 20 дБ, коэффициент шума 1,5—1,8. Для предотвращения выхода из строя последующих каскадов усиления желательно в режиме передачи снимать напряжение питания с транзистора *T1*, а еще лучше соединять провод питания предусилителя с землей.

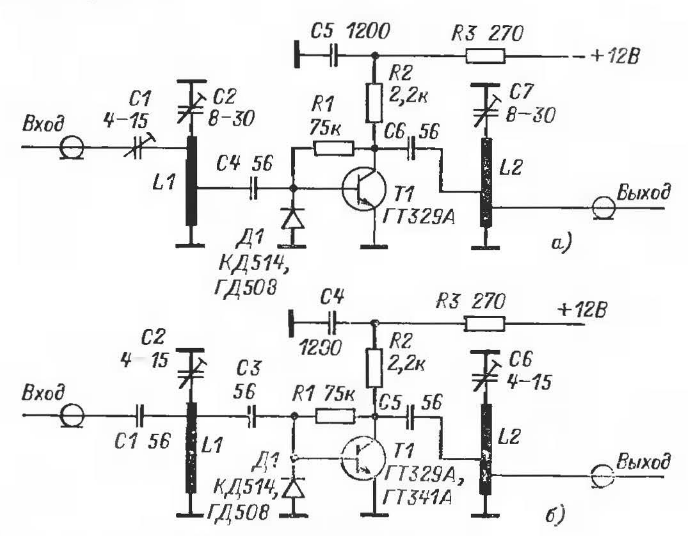


Рис. 33. Схемы антенных усилителей.

Рассмотрим теперь некоторые практические конструкции антенн. На протяжении многих лет наибольшей популярностью среди радиолюбителей пользуются антенны типа «волновой канал», которые также известны под названием «директорные антенны» и «антенны Уда-Яги». Эти антенны, относящиеся к классу антенн с осевым излучением, имеют наилучшее отношение усиления к массе и к тому же очень просты по конструкции.

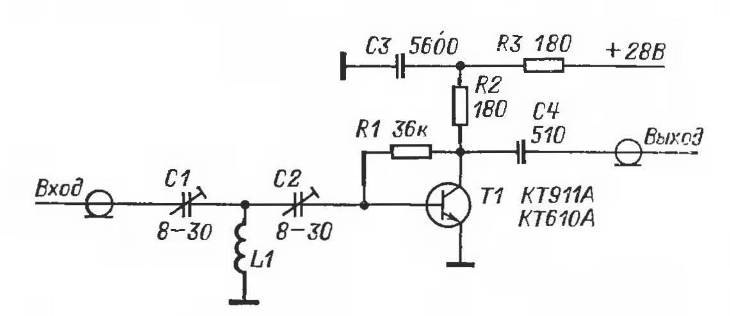


Рис. 34. Антенный усилитель диапазона 144 МГц, выполненный на многоэмиттерном транзисторе.

Основной недостаток, ограничивший применение таких антенн в промышленных системах связи, — это узкополосность. Однако для радиолюбителей этот недостаток не играет большой роли, так как ширина отведенных для радиолюбительских связей диапазонов также невелика.

В последнее время были предприняты многочисленные попытки усовершенствовать антенну «волновой канал» с целью увеличить ее коэффициент усиления. Так, в качестве активного элемента использовался отрезок логопериоди-

ческой антенны (антенна типа «Swan») или использовались более сложные пассивные элементы, состоящие, например, из четырех полуволновых вибраторов (многочисленные типы антенн, выпускаемых западными странами для приема телевидения на дециметровых волнах). Однако все эти ухищрения не дают существенного выигрыша, так как в конечном счете коэффициент усиления любой антенны с осевым излучением определяется ее длиной. Применение же более сложных вибраторов эквивалентно использованию нескольких обычных антенн «волновой канал», находящихся на очень маленьком расстоянии друг от друга. Как уже указывалось, это эквивалентно почти полному взаимному перекрытию эквивалентных площадок, а следовательно, получаемый выигрыш также невелик.

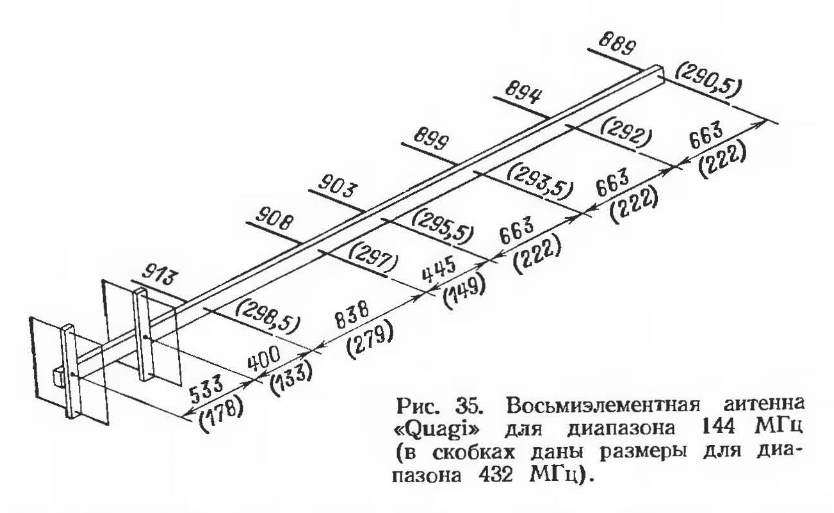


Рис. 35. Восьмиэлементная антенна «Quagi» для диапазона 144 МГц (в скобках даны размеры для диапазона 432 МГц).

Из усовершенствованных антенн «волновой канал», пожалуй, наибольший интерес представляют антенны типа «Quagi». Название составлено из двух английских слов «Quad» и «Yagi» и указывает на то, что антенна является гибридом антенны типа «квадрат» и типа «Яги». Собственно, от «квадрата» взяты только активный элемент и рефлекторная рамка, а все директоры такие же, как и в антенне «волновой канал». Питание антенны осуществляется кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом. Кабель присоединяется непосредственно в разрыв активной рамки без какого-либо согласующего устройства. По мнению автора антенны, радиолюбителя K6YNB, дополнительные потери в симметрирующем устройстве часто превышают выигрыш от симметрирования питающей линии. Внешний вид антенны показан на рис. 35.

Рефлекторная рамка имеет периметр 2200 мм (711 мм), а активная — 2083 мм (676 мм). Здесь и далее в скобках указаны размеры для диапазона 432 МГц. Обе рамки изготовлены из медного провода диаметром 2,5—3 мм и закреплены на несущей траверсе с помощью полосок из органического стекла. Несущая траверса имеет длину 420 см (140 см) и изготовлена из деревянного, лучше соснового, бруска сечением 2,5×8 см (1,2×5 см). Для облегчения конструкции высоту бруска можно уменьшить к концам антенны. Директоры изготовлены из алюминиевой или медной проволоки диаметром 3 мм.

Выходное сопротивление антенны 50 Ом, однако без больших потерь ее можно питать кабелем с волновым сопротивлением 75 Ом. При использовании нескольких антенн расстояние между соседними этажами и рядами должно составлять 3,35 м (1,09 м).

Аналогичную конструкцию имеет более эффективная «Quagi»-антенна, предназначенная для диапазона 432 МГц. Несущая траверса изготовлена из деревянного бруска длиной 370 см и сечением 2,5×5 см. Высота бруска плавно уменьшается к концам до 1,5 см. Длина рефлекторной рамки 711 мм, а активной — 676 мм. Обе рамки изготовлены из медной проволоки диаметром

2,5 мм. Директоры изготовлены из проволоки диаметром 3 мм. Остальные размеры показаны на рис. 36. Антенна питается коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом без симметрирующего устройства. В принципе эту антенну можно использовать для диапазона 1296 МГц, при этом диаметр проволоки и все остальные размеры следует уменьшить в 3 раза.

Рис. 36. Пятнадцатиэлементная антенна «Quagi» для диапазона 432 МГц.

Из антенн, специально предназначенных для диапазона 1296 МГц, представляет интерес антенна, предложенная английским ультракоротковолновиком G3JVL. Антенна представляет собой «волновой канал» с кольцевыми вибраторами, своего рода разновидность многоэлементной рамочной антенны. Антенна содержит 28 элементов, включая дополнительный рефлектор из алюминиевой сетки и 27 кольцевых вибраторов. Основной рефлектор и все директоры изготовлены из алюминиевых полосок шириной 4,8 мм и толщиной 0,7 мм. На концах полосок просверлены отверстия под винт М3. Расстояние между центрами отверстий равно 246 мм для рефлектора, 210 мм для первых 11 директоров и 203 мм для остальных директоров. Затем полоски свернуты в кольцо и привинчены к несущей дюралюминиевой трубке диаметром 12—15 мм. Расстояния между элементами показаны на рис. 37. Размеры дополнительного рефлектора показаны на рис. 38, *а*.

Рис. 37. Двадцативосьмиэлементная антенна для диапазона 1296 МГц (расстояния до элементов отсчитаны от дополнительного рефлектора).

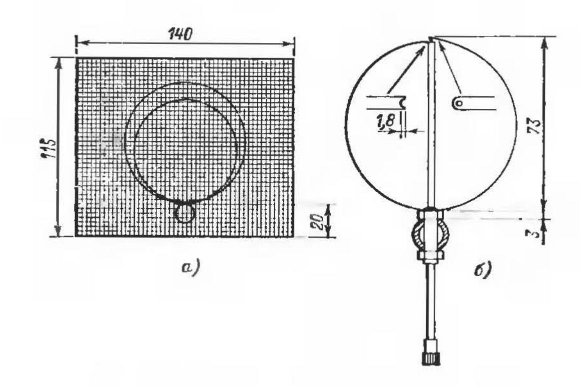


Рис. 38. Двадцативосьмиэлементная антенна для диапазона 1296 МГц.

Конструкция активного элемента показана на рис. 38, *б*. В отличие от остальных элементов активная рамка изготовлена из медной полоски. Периметр рамки 235 мм. Рамка крепится к несущей трубке с помощью болта с резьбой М6. Тонкий кабель с фторопластовой изоляцией пропущен через отверстие, просверленное по оси болта. В середине полоски, из которой изготовлена активная рамка, также просверлено отверстие для кабеля. Рамка крепится к головке болта с помощью пайки. Оплетка кабеля также припаяна к головке болта. Тонкий кабель, имеющий повышенное затухание, должен быть по возможности короче. Он заканчивается высокочастотным разъемом, к которому подключается основной фидер. Возможен вариант, при котором более толстый кабель пропущен не через крепежный болт, а через отверстие, просверленное в несущей трубке позади активной рамки. При этом необходимо также обеспечить контакт оплетки кабеля с основанием рамки.

В приведенных описаниях антенн намеренно не указаны данные о коэффициенте усиления. Дело в том, что точное измерение усиления антенны достаточно трудное дело, требующее специальных условий. В результате в радиолюбительской литературе часто появляются различные данные. Так, кажется несколько завышенной цифра, приведенная автором описанной выше антенны для диапазона 1296 МГц — 20 дБ. Более реально выглядят данные, приведенные для антенны типа «Quagi», — 12 дБ для 8-элементной антенны и 15 дБ для 15-элементной антенны.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Любительская УКВ радиостанция, описание которой приведено в книге, была разработана с учетом возможно большей простоты ее повторения: была максимально упрощена механическая конструкция радиостанции; применен метод монтажа, позволяющий почти полностью отказаться от экранирующих перегородок; схемы большинства каскадов усилителей и умножителей во всех трех трансвертерах унифицированы. Ясно, что стремление по возможности упростить изготовление и настройку радиостанции находится в противоречии со стремлением обеспечить высокие электрические параметры радиостанции. Поэтому, несмотря на то, что параметры радиостанции достаточно высоки, возможности ее совершенствования далеко не полностью исчерпаны.

Один из наиболее простых путей улучшения параметров — применение в каскадах радиостанции более совершенных транзисторов. Так, например, использование во входных каскадах приемных устройств малошумящих транзисторов позволяет без изменения схемы повысить чувствительность приемников. Выигрыш от такой модернизации наиболее ощутим на более высокочастотных диапазонах 432 МГц и 1296 МГц. На диапазоне 144 МГц чувствительность, близкая к предельной, определяемой внешними шумами эфира, достигается сравнительно легко. Поэтому на данном диапазоне нужно стремиться к повышению помехоустойчивости приемника, а не чувствительности.

Как указывалось помехоустойчивость приемника непосредственно связана с линейностью приемного тракта. В связи с этим заметное улучшение помехоустойчивости может быть получено за счет применения полевых транзисторов. Особенно эффективны полевые транзисторы в смесительном каскаде. Так балансный смеситель на транзисторах типа КП303, КП307 при высокой линейности преобразования обеспечивает на частоте 144 МГц коэффициент шума порядка нескольких единиц, что позволяет в ряде случаев обойтись без усилителя высокой частоты. Если же усилитель высокой частоты необходим, то его имеет смысл установить непосредственно у антенны и использовать его в качестве антенного усилителя. Такое построение входных цепей приемника наиболее выгодно для одновременного получения высокой чувствительности и помехоустойчивости.

Что касается передающего тракта, то здесь основные усилия должны быть направлены на уменьшение уровня побочных излучений. Бóльшая чистота спектра излучаемого сигнала может быть достигнута в результате рациональ-

ного выбора частоты гетеродина, применения балансных смесителей, улучшения линейности усилителя мощности, а также повышения качества высокочастотных фильтров.

Не следует при усилении однополосного сигнала стремиться к получению предельной мощности, отдаваемой транзистором, так как при приближении к предельному уровню линейность транзисторного усилителя резко ухудшается. Для уменьшения уровня высших гармоник излучаемого сигнала полезно в выходных каскадах передатчиков применять более сложные, многоконтурные фильтры.

Большие возможности для конструирования открываются на диапазоне 1296 МГц, который только начал осваиваться радиолюбителями. Данный диапазон технически сложен и требует наличия достаточного опыта конструирования и настройки УКВ аппаратуры. По этой причине на первом этапе можно рекомендовать изготовление только приемной части описанного в книге трансвертера. Такой конвертер был неоднократно повторен радиолюбителями и оказался достаточно простым в настройке.

Следует учесть, что стеклотекстолит на столь высоких частотах обладает значительными диэлектрическими потерями, причем эти потери неодинаковы для различных образцов стеклотекстолита. В связи с этим метод монтажа на опорных точках безусловно пригоден для всех цепей трансвертера, кроме точек крепления добротных резонаторов. Для снижения опасности уменьшения добротности резонаторов полезно в ряде случаев вообще отказаться от крепления «горячего» конца резонатора или закрепить его с помощью втулки из качественного диэлектрика, вставленного в отверстие, просверленное в плате.

Что касается антенной техники, то в данной области не приходится ожидать появления каких-либо чудоконструкций, обеспечивающих небывалую эффективность. Усиление антенны непосредственно связано с ее геометрическими размерами, поэтому антенна с большим усилением всегда будет иметь большую массу и габариты.

Последнее время у нас и за рубежом большой популярностью пользуются антенны, разработанные французским радиолюбителем F9FT. Конструкции его девяти- и шестнадцатиэлементной антенны на диапазоне 144 МГц и двадцатиодноэлементной антенны на диапазон 432 МГц хорошо отработаны и обеспечивают высокую повторяемость электрических параметров. Это позволяет группировать данные антенны в большие системы, обеспечивающие усиление, достаточное для проведения радиосвязей с отражением УКВ от поверхности Луны.

Конечно, и в области антенной техники сделано пока далеко не все. Так, можно ожидать более широкого применения радиолюбителями антенн с электрическим управлением диаграммой направленности, получивших широкое распространение в профессиональных радиотехнических системах.

Хочется пожелать радиолюбителям, заинтересовавшимся конструированием УКВ аппаратуры, творческих успехов и хороших самостоятельных разработок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Жутяев С.** УКВ трансвертер. — Радио, 1979, № 1, с. 13—16.
2. **Жутяев С.** Траисвертер иа 430 МГц. — Радио, 1980, № 10, с. 17—19.
3. **Жутяев С.** О чувствительности УКВ приемника. — Радио, 1975, № 4, с. 30.
4. **Вильям А. Рейифельдер.** Разработка малошумящих входиых цепей иа транзисторах. — М.: Связь, 1967, 146 с., с ил.
5. **Айнбиндер И. М.** Шумы радиоприемников. — М.: Связь, 1974, 328 с., с ил.
6. **Каганов В. И.** Транзисторные радиопередатчики. — М.: Энергия, 1970, 328 с., с ил.
7. **Челиоков О. А.** Траизисторные генераторы синусоидальных колебаний. — М.: Сов. радио, 1975, 275 с., с ил.
8. **Ротхаммель К.** Антенны. — М.: Энергия, 1969, 312 с., с ил.
9. **Фрадин А. З., Рыжков Е. В.** Измереиия параметров антенно-фидерных устройств. — М.: Связь, 1972, 352 с., с ил.
10. **Грудинская Г. П.** Распространеиие радиоволн. — М.: Высшая школа, 1975, 280 с., с ил.
11. **Колесников А. И.** Справочник ультракоротковолновика. — М.: ДОСААФ, 1966, 222 с., с ил.

ОГЛАВЛЕНИЕ

СЕРГЕЙ ГЕОРГИЕВИЧ ЖУТЯЕВ

ЛЮБИТЕЛЬСКАЯ УКВ РАДИОСТАНЦИЯ

Редактор Т. В. Поляков
Редактор издательства Т. В. Жукова
Художник В. Д. Козлов
Технический редактор Т. Н. Зыкина
Корректор Н. В. Козлова

ИБ № 1669 (Энергия)

Сдано в набор 23.01.81 Подписано в печать 05.06.81 Т-20869
Формат 60×90 1/16 Бумага книжно-журнальная. Гарнитура литер. Печать высокая
Усл. п. л. 4,0 Усл. кр.-отт. 4,375 Уч.-изд. л. 6,27 Тираж 100 000 экз. Изд. № 19432
Зак. 1145 Цена 45 к.

Издательство «Радио и связь», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Набрано в типографии издательства «Радио и связь», Москва, Главпочтамт, а/я 693
Москва, Главпочтамт, а/я 693

Отпечатано в типографии № 32 Союзполиграфпрома.
Москва, 103051, Цветной бульвар, 26. Зак. 958.